L.1500

SUPPLEMENTO A cq ELETTRONICA N.3

sped. in abb. post. g. III

• "quasi tutto" sul 741 • ricevitore fm... da sfizio •
• ricevitore sincrodina •

L.1500

SUPPLEMENTO A cq ELETTRONICA N.3

sped. in abb. post. g. III

• "quasi tutto" sul 741 • ricevitore fm... da sfizio •
• ricevitore sincrodina •

# L'emozione di un nuovo passo avanti

*Può sembrare retorico parlare di emozione in tempi come questi, e su un foglio di carta stampata.*
*Eppure, al di là della retorica (e perché poi ci si dovrebbe vergognare di un momento di retorica?), la nascita di un supplemento — una nuova rivista « in nuce » — è molto emozionante.*
*Abbiamo lavorato per mesi a questa idea, e certamente fin dal prossimo numero l'ansia e la emotività daranno spazio a una ragionata consapevolezza. Siamo infatti tutti consapevoli in Redazione che un nuovo passo avanti per dare di più e di meglio ai nostri Lettori è un fatto importante.*
*Vogliamo creare un nuovo spazio per tutti gli appassionati di elettronica, e ci attendiamo che i Lettori ci aiutino, con suggerimenti, critiche, e proposte, per capire se la strada affrontata è giusta o se richiede correzioni.*
*Ma una rivista la si vive e la si giudica numero dopo numero e noi non temiamo questo esame continuo da parte dei nostri Lettori, anzi lo desideriamo fortemente come stimolo costante a dar Loro il meglio.*
*Avanti dunque con* **cq** *e con* **XÉLECTRON!**

**marzo 1980**

## sommario



*In copertina: particolare dell'indicatore elettronico del "Ricevitore FM ...da sfizio" (pagina 24).*


**EDITORE** e.n.c. edizioni CD
**DIRETTORE RESPONSABILE** Giorgio Totti
**REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE**
**ABBONAMENTI - PUBBLICITÀ**
40121 Bologna - via C. Boldrini, 22 - ☎ 55 27 06 - 55 12 02

Registrazione Tribunale di Bologna, n. 3330 del 4-3-1958
Diritti riproduz. traduzione riservati a termine di legge

STAMPA: Tipo-Lito Lame - Bologna - via Zanardi, 506/B

Spedizione in abbonamento postale - gruppo III
Pubblicità inferiore al 70%

DISTRIBUZIONE PER L'ITALIA
SODIP - 20125 Milano - via Zuretti, 25 - ☎ 6967
00197 Roma - via Serpieri, 11/5 - ☎ 87 49 37

DISTRIBUZIONE PER L'ESTERO
Messaggerie internazionali - via Gonzaga, 4 - Milano

Cambio indirizzo L. 1.000 in francobolli
Manoscritti, disegni, fotografie,
anche se non pubblicati, non si restituiscono

ABBONAMENTO Italia a 12 mesi L. 17.000 (nuovi)
L. 16.000 (rinnovi)
ARRETRATI L. 1.500 cadauno
Raccoglitori per annata L. 6.500 (abbonati L. 5.000).

TUTTI I PREZZI INDICATI comprendono tutte le voci di spesa (imballi, spedizioni, ecc.) quindi null'altro è dovuto all'Editore.

SI PUÒ PAGARE inviando assegni personali e circolari, vaglia postali, o a mezzo conto corrente postale 343400, o versare gli importi direttamente presso la nostra Sede. Per piccoli importi si possono inviare anche francobolli da L. 100.

A TUTTI gli abbonati, nuovi e rinnovi, sconto di L. 500 su tutti i volumi delle edizioni CD.

ABBONAMENTI ESTERO L. 20.000
Mandat de Poste International
*Postanweisung für das Ausland*
payable à / *zahlbar* an
edizioni CD
40121 Bologna
via Boldrini, 22
Italia

# ER130

## sincrodina

### per i 14 MHz

---

*I4ZZM, Emilio Romeo*

---

**Eccomi qui a mantenere l'impegno preso a suo tempo, cioè la descrizione di un ricevitore sincrodina.**
**Non parlo del suo principio di funzionamento perché ritengo che ormai sia cosa di dominio pubblico: ad ogni modo, per i pierinissimi, dirò che tutto sommato le cose avvengono come in una supereterodina, in cui si ottiene la media frequenza come risultato del battimento fra il segnale entrante e quello dell'oscillatore locale.**
**Diversamente dalla super, nel sincrodina l'oscillatore locale ha la stessa frequenza del segnale d'ingresso: e allora, non potendo esistere alcuna media frequenza, cosa salta fuori dalla mescolazione dei due segnali? La bassa frequenza, è chiaro! o no?**
**Ho scelto la banda dei venti metri perché costituisce un vero banco di prova per un apparecchio costruito in casa: inoltre, su questa banda la propagazione non è quasi mai completamente chiusa e qualcosa si « pesca » sempre.**
Al contrario di altri costruttori io ho usato un **preselettore** a radiofrequenza. Perciò non mi sono preoccupato di ottenere la massima silenziosità ad ogni costo, a scapito del guadagno in alta, ma piuttosto di conseguire la **massima selettività** insieme a una ragionevole sensibilità senza tuttavia peggiorare troppo il rapporto, importante, segnale/disturbo.
I risultati hanno confermato che il mio punto di vista era valido e infatti queste due caratteristiche, sensibilità e selettività opportunamente « dosate », permettono di ascoltare segnali deboli senza bisogno di antenna esterna e consentono di attenuare gran parte dei segnali adiacenti tramite il comando di sintonia del preselettore.

La linea di progetto è abbastanza moderna: infatti, gli integrati sono in maggioranza assoluta, la sintonia del preselettore e del VFO è a « varicap », quest'ultima ha un comando a elevata risoluzione e notevole precisione meccanica e infine non mancano i circuiti accessori che rendono il ricevitore **quasi** completo, nonostante la relativa semplicità di ogni singolo circuito.

Il ricevitore ha un unico difetto grosso: che è quello di ricevere, caratteristica tipica della rivelazione sincrodina, il segnale audio sulle due bande laterali. Ad esempio, in un segnale a 14,100 MHz modulato con una nota a 2 kHz l'informazione sarà ricevuta non solo su 14,102 ma anche su 14,098 MHz.

Per eliminare la banda indesiderata, cioè l'immagine audio, occorrono circuiti di sfasamento molto complessi che non sono alla portata di tutti, come i Pierini potranno constatare osservando attentamente lo schema di quel magnifico sincrodina, altamente professionale, presentato su **cq** all'inizio del '79.

Quindi, se si vuole un ricevitore alla portata del costruttore « medio » bisogna restare nel semplice, tenendosi l'immagine audio che è costituita da un complesso di rumori vari come gorgoglii, muggiti, fischi e altro ancora!

Però, come ho già detto prima, col mio ricevitore c'è la possibilità di **attenuare** questi rumori agendo sulla sintonia del preselettore, tanto che spesse volte è possibile l'ascolto di segnali abbastanza deboli posti proprio sull'immagine audio di una stazione adiacente: insomma si riesce a stabilire un « compromesso geografico » fra, ad esempio, un segnalone russo e un segnalino proveniente dal Canada.

Con questo accorgimento il difetto non è poi tanto grave e i Pierini possono trascurarlo, risparmiandosi così le notevoli difficoltà di ogni genere dovute ai circuiti di sfasamento: e infatti io ho puntato sulla semplicità, sulle minori dimensioni e sulla « riproducibiltà » dell'apparecchio da parte di altri costruttori.

**Comunque sia, difetto o no, l'apparecchio compete validamente con ricevitori commerciali di media classe.**

Non si ingannino i Pierini che in base a quanto detto si accingeranno alla costruzione pieni di euforia: i risultati da me ottenuti se li dovranno guadagnare esercitando la loro pazienza e **lavorando pulitamente**, qualità derivanti da una certa dose di esperienza.

La « semplicità » dello schema a blocchi della figura 1 mette in evidenza la **non eccessiva** complicazione generale, ma ogni circuito ha i suoi punti « delicati » che potrebbero mettere in crisi i meno esperti, quindi raccomando ancora di accingersi al lavoro con molta calma e facendo le cose « a modo ».

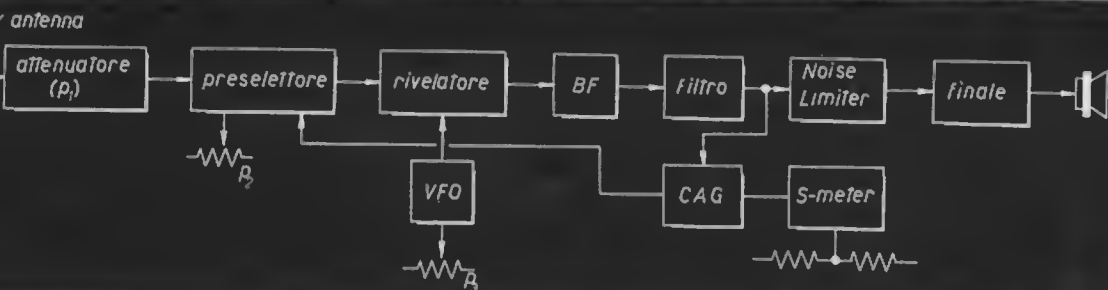



*figura 1*

*Schema a blocchi.*

Ma vediamo questi circuiti uno per uno.

## PRESELETTORE

E' quanto di più « conformista » vi possa essere (figura 2).

Il primo elemento attivo è un mosfet 40673 (o simile), che riceve il segnale dopo che questo è passato attraverso l'attenuatore d'ingresso e i primi due circuiti accordati. Questo stadio non è controllato dal CAG e ha un guadagno di circa 12 dB.

Il secondo elemento attivo è l'integrato CA3028, con i collegamenti esterni disposti in modo da ottenere un amplificatore « cascode »: esso è controllato dal CAG e ha un guadagno di circa 30 dB.

Il guadagno totale, 42 dB, è solo in apparenza esagerato: infatti bisogna considerare le perdite delle bobine, in tutto circa 16 dB.

Restano quindi 26 dB utili a cui corrisponde una amplificazione in tensione di venti volte.

La sensibilità risultante è adeguata allo scopo prefissomi, mentre il « rumore » si mantiene a un livello ancora basso.

L'altro obiettivo, il più importante, era l'ottenimento di una buona selettività in radiofrequenza: e debbo dire che senza l'uso dei nuclei toroidali Amidon non vi sarei riuscito.
Il tipo prescelto porta la sigla T50/6: quel 50 sta a significare che il diametro esterno dell'anello di ferrite è di 0,5 pollici, mentre il 6 (il cui colore di codice è il giallo) indica il tipo di ferrite, prescelto perché ha il miglior coefficiente di temperatura.

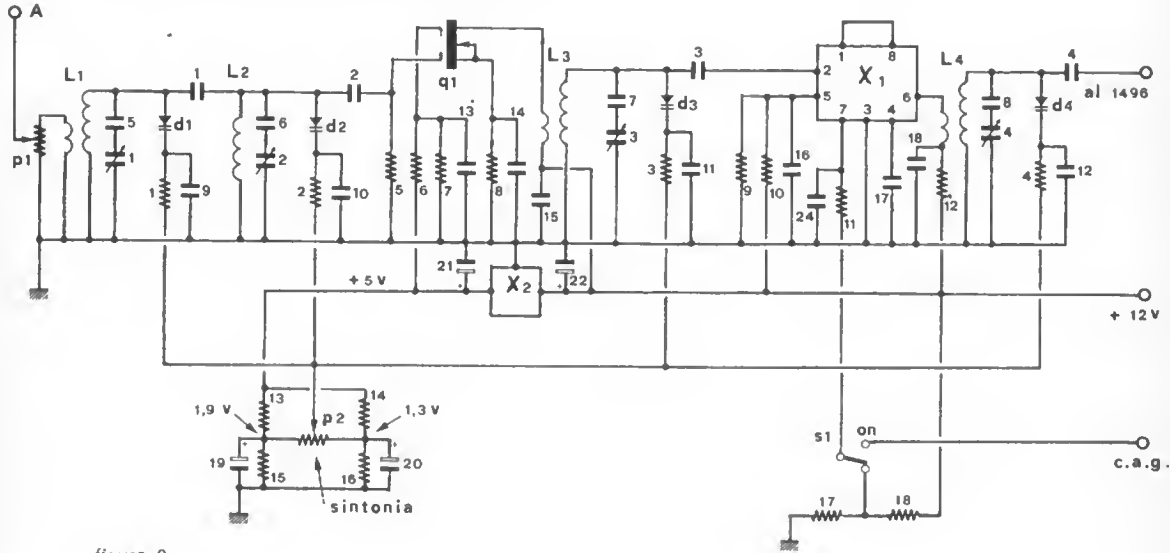



*figura 2*

*Preselettore*

| | | | |
|---|---|---|---|
| $R_1$, $R_2$, $R_3$, $R_4$ | 100 kΩ | $C_1$, $C_2$, $C_3$, $C_4$ | 1 pF, mica |
| $R_5$ | 1 MΩ | $C_5$, $C_6$, $C_7$, $C_8$ | 10 pF, mica |
| $R_6$, $R_9$, $R_{16}$, $R_{17}$, $R_{18}$ | 2,2 kΩ | $C_9$, $C_{10}$, $C_{11}$, $C_{12}$, $C_{24}$ | 100 nF, policarbonato |
| $R_7$, $R_{15}$ | 2,7 kΩ | $C_{13}$, $C_{14}$, $C_{15}$, $C_{16}$, $C_{17}$, $C_{18}$ | 10 nF, policarbonato |
| $R_8$ | 270 Ω | $C_{19}$, $C_{20}$, $C_{21}$, $C_{22}$ | 1 µF, 15 V, tantalio |
| $R_{10}$ | 1 kΩ | $C_{v1}$, $C_{v2}$, $C_{v3}$, $C_{v4}$ | 2 ÷ 24 pF, trimmer DAU |
| $R_{11}$ | 470 Ω | $P_1$ | 1 kΩ |
| $R_{12}$ | 220 Ω | $P_2$ | 10 kΩ, lineare |
| $R_{13}$ | 4,7 kΩ | | |
| $R_{14}$ | 6,8 kΩ | | |

| | |
|---|---|
| $L_1$, $L_2$, $L_3$, $L_4$ | 32 spire, filo smaltato Ø 0,5 mm su toroide Amidon T50/6: primari di $L_1$, $L_3$, $L_4$: 2 spire, filo come sopra, avvolte sul lato freddo del secondario |
| $Q_1$ | 40673 o MEM564c o simili (con protezione sul gate) |
| $X_1$ | CA3028, ma può andare anche il CA3053 che ha zoccolo uguale |
| $X_2$ | 7805 o simile da 100 mA, in contenitore plastico |
| $D_1$, $D_2$, $D_3$, $D_4$ | BB105 |
| $S_1$ | deviatore semplice, miniatura |

Dato il notevole numero di bobine da far marciare assieme, l'uso del solito variabile è stato scartato in partenza, affidando la sintonia ai varicap BB105, molto usati nei sintonizzatori TV ma validissimi anche per i 14 MHz.
La messa in passo non è problematica, vista la limitata escursione di frequenza: una volta eseguita la taratura al centro-banda per il massimo segnale (col potenziometro del preselettore a metà corsa), i quattro circuiti restano allineati su tutta la banda.
Il comando di sintonia è **demoltiplicato elettronicamente:** gli estremi del potenziometro da 10 kΩ fanno capo a due partitori di tensione su cui vi sono rispettivamente 1,3 e 1,9 V.

L'escursione totale non supera perciò i 0,6 V a cui corrisponde nei BB105 una variazione di capacità di circa 1 pF.
Un così esiguo « ΔC » conferma l'alto grado di selettività raggiunto, cosa del resto evidentissima per chi usa il ricevitore, in quanto occorre ritoccare la sintonia del preselettore dopo uno spostamento di 20 o 30 kHz nel VFO.
Per evitare inneschi o altri inconvenienti, gli accoppiamenti fra le bobine e il resto del circuito sono minimi: i primari degli avvolgimenti hanno **due** spire, avvolte sul lato massa del secondario, e le capacità di accoppiamento sono di 1 pF, dico **un picofarad.**
Di conseguenza debbono essere piccole anche le altre capacità in parallelo alle bobine, se si vuole portarle in frequenza. Ad esempio, coi noti trimmer ceramici 10 ÷ 40 pF non si riuscirebbe mai ad entrare in gamma a causa della capacità residua di 10 pF, troppo elevata per questo circuito.
Io ho usato dei trimmer DAU da 2 ÷ 24 pF: ho messo in serie ad essi un condensatore a mica da 10 pF e la variazione risultante è stata da 1,6 a 7 pF che si è dimostrata sufficiente e ha anche reso più facile la taratura.
Si tenga presente che questi trimmer (e in genere tutti quelli plastici) vengono attaccati dai solventi usati per il « lavaggio » dei circuiti, quindi si debbono installare dopo l'eventuale lavaggio.
E' inutile sottolineare che anche l'altro materiale non deve essere « da battaglia » ma scelto con cura fra il migliore disponibile.
Il cablaggio è stato eseguito « punto a punto » su piastre di vetronite con bollini di rame forati del tipo « a passo integrato ».
Alcuni componenti, specialmente resistenze, sono stati saldati al **di sotto** della piastra per poterli collegare direttamente fra i punti voluti: inoltre ho fatto uso abbondante di ancoraggi a tubetto per le bobine e gli altri componenti per cui si prevedevano sostituzioni. Diversamente avrei distrutto il circuito durante le numerose prove. Per la stessa ragione ho usato gli zoccoli per il mosfet e gli integrati. Per i vari collegamenti ho usato filo, previamente stagnato, del diametro (orrore, orrore!) di 0,3 mm ricavato dalle trecciole che costituiscono i capi della piattina TV.
Sulla stessa basetta del preselettore, che misura 126 x 83 mm, hanno trovato posto il rivelatore a prodotto e la preamplificazione a bassa frequenza, di cui parlerò dopo.
Ho previsto l'esclusione del CAG mediante un commutatore che dà al piedino 7 del CA3028 una tensione fissa di 6 V, ma onestamente debbo dire che tale accorgimento si può considerare superfluo.
L'uso delle ferriti toroidali ha consentito l'abolizione di ogni schermatura fra i vari stadi del preselettore senza che si siano verificati inneschi.
L'integrato 7805, in alto al centro della foto a pagina 10, serve a dare una tensione **molto stabile** ai varicap e al « gate » 2 del mosfet.

## RIVELATORE A PRODOTTO

Per compiere l'importante funzione di rivelatore a prodotto (figura 3) ho scelto l'integrato MC1496 di cui riassumo le principali caratteristiche.
Viene venduto a un prezzo ragionevole, è doppiamente bilanciato, ha una sensibilità di 3 μV, una gamma dinamica di 90 dB il che vuol dire che accetta segnali fino a 95 mV senza distorsioni, può funzionare fino a 150 MHz e oltre, ha una reiezione di portante pari a circa 50 dB e un guadagno di conversione intorno a 12 dB.
L'ampiezza della portante locale può essere variata da 30 a 300 mV, secondo i casi.

I componenti necessari non sono molti né critici: la $R_6$, che è bene non superi i 150 Ω, per non abbassare troppo le prestazioni dell'integrato, può essere cortocircuitata se si vuole ottenere il massimo. Una prestazione interessante, segnalata nelle note applicative della Motorola riguardanti questo integrato, è quella di poter ricevere segnali AM ricavando la portante locale **direttamente dalla media frequenza** senza preoccuparsi se questa portante così ottenuta è modulata o no, purché la sua ampiezza sia sufficiente (valore ottimo 300 mV).

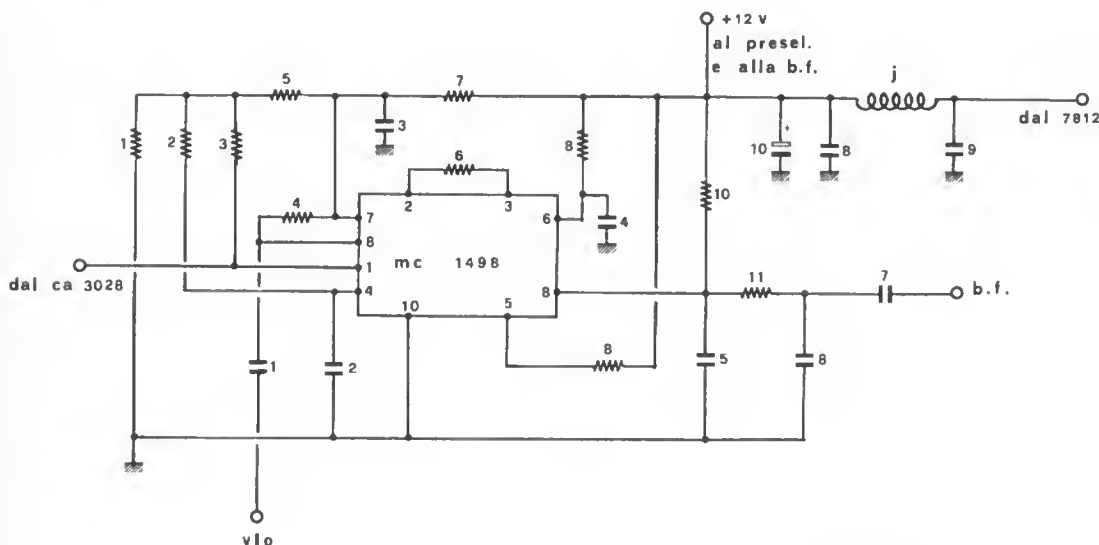



*figura 3*

*Rivelatore a prodotto.*

| | |
|---|---|
| $C_1$ | 100 pF, mica |
| $C_2$, $C_7$, $C_8$, $C_9$ | 100 nF, policarbonato |
| $C_3$ | 10 nF, policarbonato |
| $C_{10}$ | 2.200 µF, 16 V |
| $C_4$, $C_5$, $C_6$ | 5 nF, policarbonato |
| Integrato | MC1496 (il 1596 è il corrispondente tipo militare) |
| J | impedenza miniatura da 2 a 5 mH |

| | |
|---|---|
| $R_1$, $R_2$, $R_3$, $R_{11}$ | 1 kΩ |
| $R_4$ | 56 Ω |
| $R_5$ | 820 Ω |
| $R_6$ | 100 Ω |
| $R_7$ | 1,2 kΩ |
| $R_8$ | 10 kΩ |
| $R_9$, $R_{10}$ | 2,7 kΩ |

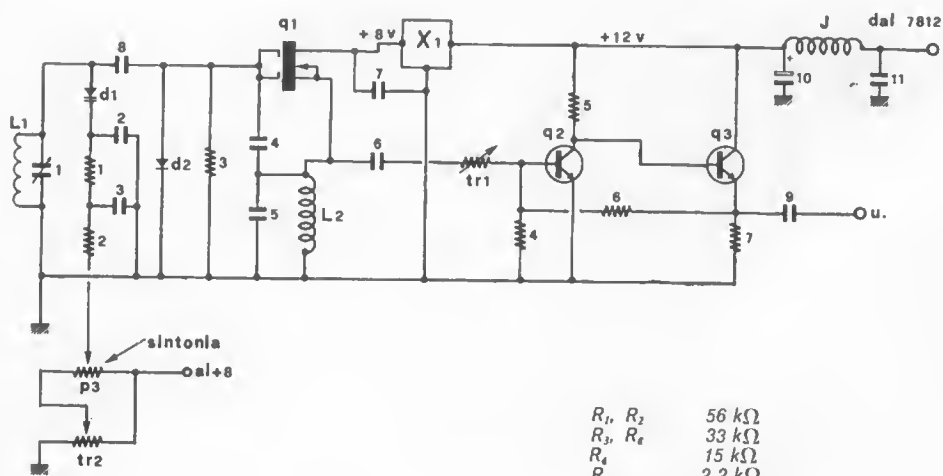
Incuriosito da questa notizia ho voluto provare se funzionava ugualmente ricavando la portante non dalla media che non avevo a disposizione (infatti stavo lavorando sul circuito sincrodina!) ma direttamente dall'alta frequenza.
Così ho sintonizzato le bobine sui 13 MHz, ho prelevato la radiofrequenza dall'uscita del CA3028, l'ho amplificata con un 9582 (quello dei prescaler, ma forse si trova di meglio) e l'uscita l'ho collegata al piedino 8 del 1496, dove prima entrava il segnale del VFO.
Effettivamente, con le stazioni di radiodiffusione (molto potenti sui 13 MHz) si aveva una ricezione **ottima** e l'aggancio da una stazione all'altra avveniva **di colpo**, sintonizzando il preselettore. Con le stazioni più deboli la qualità peggiorava e si aveva anche sganciamento del segnale, forse perché in tali casi l'amplificazione del 9582 era insufficiente. Sono convinto che con amplificazione adeguata e con CAG energico (ricavato dalla stessa radiofrequenza) i risultati dovrebbero essere eccellenti.

La stabilità era fuori discussione: finché il ricevitore era agganciato aveva la stessa stabilità della stazione ricevuta.
Pensate alle semplificazioni che si avrebbero se si riuscisse a far funzionare il sistema sui segnali dei radioamatori!
Ci sarebbe da discutere ancora a lungo su questo ottimo integrato: per il momento mi limito a raccomandarne l'uso ai costruttori.

## VFO

E' l'unica parte del ricevitore di cui ho realizzato il circuito stampato, per ottenere risparmio di spazio, solidità meccanica ed efficace schermatura. Trattandosi di un noto circuito della RCA non c'erano molte prove da fare tranne che per i due transistor amplificatori, e perciò non ho usato zoccoli o ancoraggi (figure 4 e 5).

*figura 4*

*VFO.*

| | |
|---|---|
| $R_1$, $R_2$ | 56 kΩ |
| $R_3$, $R_6$ | 33 kΩ |
| $R_4$ | 15 kΩ |
| $R_5$ | 2,2 kΩ |
| $R_7$ | 470 Ω |
| $C_1$ | 2 ÷ 6 pF, trimmer |
| $C_2$, $C_3$, $C_{11}$ | 100 nF, policarbonato |
| $C_4$, $C_5$ | 250 pF, mica o polistirolo |
| $C_6$ | 1 nF, policarbonato |
| $C_7$ | 10 nF, policarbonato |
| $C_8$ | 50 pF, mica o polistirolo |
| $C_9$ | 330 pF, mica o polistirolo |
| $C_{10}$ | 4,7 μF, 15 V, tantalio |

| | |
|---|---|
| $Q_1$ | 40673 o MEM564c |
| $Q_2$ | BC237b o BC107 |
| $Q_3$ | 2N2222 o simile |
| $X_1$ | TBA435 SGS (in contenitore TO5) o 7808 da 100 mA |
| $D_1$ | BB105 |
| $D_2$ | 1N4148 o simile |
| $L_1$ | 28 spire filo smaltato ∅ 0,4 mm su nucleo Amidon T37/6 |
| $L_2$ | impedenza miniatura da 2 mH |
| J | impedenza miniatura da 5 mH |
| $Tr_1$ | 25 kΩ, trimmer miniatura orizzontale |
| $Tr_2$ | 4,7 kΩ, trimmer a 10 giri, tipo Helitrim, Bourns, Spectrol |
| $P_3$ | 2 kΩ, potenziometro di precisione a 10 giri tipo Spectrol, Bourns, Helipot |

La basetta misura 70 x 32 mm ed è alloggiata in uno scatolino della Teko: nonostante le dimensioni così piccole, gli effetti dell'inevitabile leggero riscaldamento possono considerarsi trascurabili.

La deriva, dopo qualche fluttuazione intorno ai 100 Hz durante i primi tre o quattro minuti, non supera i — 400 Hz (cioè va verso le frequenze più basse) dopo due ore dall'accensione.
Tuttavia penso che eccedere non fa mai bene e quindi consiglio di attenersi a dimensioni maggiori, pur conservando la disposizione delle piste e dei componenti come si vede in figura 5.

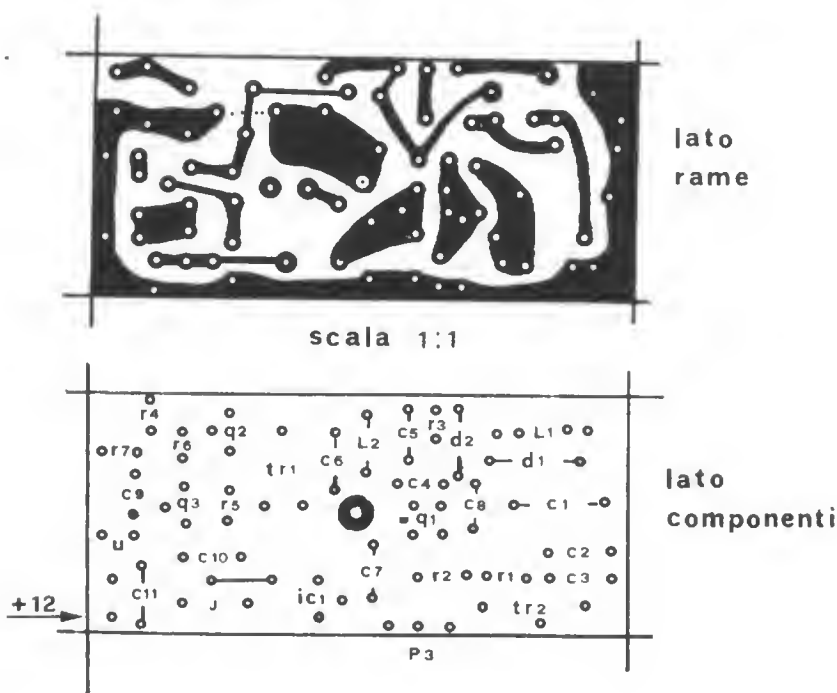
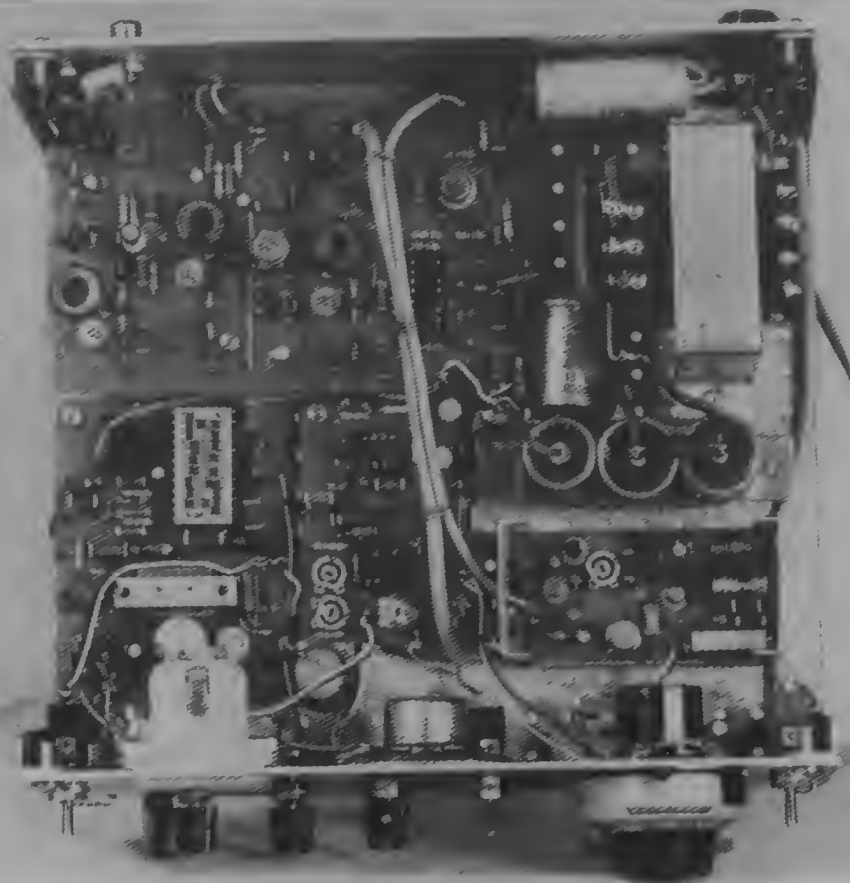



*figura 5*

*VFO.*

---

Riguardo al circuito occorre far notare che $D_1$ serve a dare una polarizzazione negativa ai due « gate » del 40673 (che nei mosfet sono completamente isolati) e serve a migliorare la stabilità dell'oscillatore.
Gli stadi separatori-amplificatori contribuiscono anch'essi alla stabilità generale: costituiscono un sistema ad accoppiamento diretto controreazionato e rendono l'oscillatore quasi insensibile alle variazioni del carico.
I due transistor, diversi da quelli usati nello schema originale, diventano a mala pena tiepidi e quindi non costituiscono un pericolo per la stabilità.
Il trimmer $Tr_1$ varia l'ampiezza del segnale di uscita, senza alterarne le caratteristiche. La bobina, nella sua prima versione, era su nucleo Amidon T37/6 (diametro esterno circa 9 mm) per un totale di 28 spire con filo da 0,4 mm: per le ragioni che dirò fra poco è stata sostituita da un'altra su supporto ceramico del diametro di 7 mm su cui ho avvolto lo stesso numero di spire ma, data la minore induttanza ottenuta, ho dovuto aggiungere in parallelo ad essa un condensatore a mica da 10 pF.
Due fori posti in corrispondenza a $C_1$ e $Tr_2$ consentono la taratura col coperchio inserito e altri due, allineati ad essi nel contenitore esterno, permettono questa operazione senza dover tirare fuori lo chassis.

$C_1$ è del tipo professionale, a pistone, con dielettrico quarzo, da 0,5 ÷ 6 pF, che consente una regolazione micrometrica e garantisce una stabilità eccellente.
Il potenziometro di sintonia è un tipo **di precisione** a 10 giri, della Spectrol: è da 2 kΩ, ma valori come 5 kΩ o 10 kΩ andrebbero bene lo stesso. Esso viene azionato dalla apposita manopola conta-giri che è anch'essa un dispositivo di precisione.

Ogni giro della manopola copre 35 kHz e siccome sul suo quadrante sono incise 100 divisioni, fra l'una e l'altra di esse vi è una variazione di 350 Hz.
Con una tale risoluzione non ho creduto opportuno di mettere, in serie a quello principale, un altro potenziometro di basso valore funzionante da « clarifier »: ed effettivamente non ce n'è bisogno.
La manovra di sintonia è dolcissima e non vi sono assolutamente giochi né attriti, se la manopola è stata installata correttamente: la precisione meccanica del potenziometro permette di sintonizzare una stazione sempre allo stesso punto, in qualsiasi verso si ruoti la manopola.
Allo scopo di identificare immediatamente la frequenza di un segnale, si può costruire per punti un diagramma su carta millimetrata: la funzione frequenza/lettura è sensibilmente prossima a una retta e consente facili interpolazioni.

La stabilità ottenuta è più che adeguata allo scopo, perché durante un ascolto non c'è mai bisogno di ritoccare la sintonia: ciò è specialmente evidente nell'ascolto delle telegrafiche, la cui nota è molto stabile anche per lunghi periodi.
La taratura del VFO è molto semplice, se si dispone di un frequenzimetro. Con la manopola ruotata tutta in senso orario (l'indice deve indicare 10, con che il cursore del potenziometro viene a trovarsi collegato al + 8 V), si regola $C_1$ fino a leggere sul frequenzimetro, collegato il più lascamente possibile all'uscita del VFO, la frequenza di 14,350 o un poco di più, se si vuole lasciare un certo margine. Si ruota poi la manopola tutta dal lato opposto (l'indice deve indicare « zero ») e si regola $Tr_2$ fino a leggere 14,000 o poco meno.
L'alimentazione dell'oscillatore e del varicap è **estremamente stabile** perché l'integrato 7808 (o simile) che stabilizza a + 8 V preleva la tensione d'ingresso da una sorgente già stabilizzata a 12 V.
L'alimentazione della basetta è disaccoppiata mediante impedenza e condensatori, per evitare « fughe » di radiofrequenza verso gli altri circuiti.
Sulla parete del coperchietto rivolta verso il trasformatore ho applicato una robusta piastra di ferro che ha contribuito alla riduzione del ronzìo proveniente dal trasformatore, ronzìo che andava a « modulare » la prima bobina dell'oscillatore (quella con nucleo toroidale Amidon): rifacendola senza nucleo il difetto è scomparso **completamente.** Di altri particolari, atti a sopprimere ogni altra forma di ronzìo, dirò più avanti.

## BASSA FREQUENZA

Avendo visto che il sincrodina in mio possesso (il TEN-TEC!) usa come preamplificatore di bassa il CA3035 (guadagno 130 dB), m'ero orientato su tre 301A in serie in modo da avere un guadagno simile.
Ma dalle prove è risultato che tre integrati erano troppi e quindi ne ho eliminato uno, infatti nella foto a lato si vede lo zoccolo vuoto (quello alla estrema sinistra, a metà altezza, vicino alla vite).

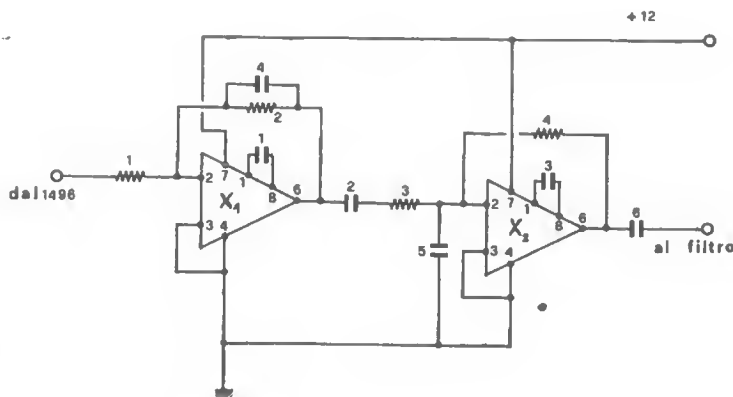



*figura 6*

*Preamplificatore BF.*

*$R_1$ 1 kΩ*
*$R_2$ 220 kΩ*
*$R_3$ 8,2 kΩ*
*$R_4$ 27 kΩ*
*$C_1$, $C_3$ 33 pF, mica o polistirolo*
*$C_2$ 47 nF, policarbonato*
*$C_4$ 560 pF, polistirolo*
*$C_5$ 100 nF, policarbonato*
*$C_6$ 500 nF, policarbonato o tantalio*
*$X_1$, $X_2$ 301A di qualsiasi marca, con preferenza al tipo LM301A della National*

Il primo ha un guadagno di circa 46 dB, il secondo intorno a 10 dB: la ragione di tale sproporzione risiede forse nella disposizione dei componenti, che permetteva l'arrivo di qualche « spiffero » di ronzìo proprio sull'ingresso del secondo integrato, per cui ho dovuto fare parecchie prove fino a trovare questa combinazione, risultata la migliore, agli effetti del ronzìo: ritengo però che con una rigorosa schermatura dei vari circuiti non sarebbero state necessarie simili acrobazie.
Per comodità dei Pierini rammento che il guadagno di un amplificatore operazionale invertente è dato dal rapporto fra la resistenza di controreazione (posta fra i piedini 6 e 2) e la resistenza in serie all'ingresso. Prendendo ad esempio i valori dello schema di figura 6, avremo nel primo integrato 220.000/1.000, pari a 220, che tradotto in decibel diventa poco più di 46 dB, mentre nel secondo il rapporto è 27.000/8.200, corrispondente a circa 10 dB: i calcoli sono semplici ma in realtà i risultati dipendono anche da altri componenti eventualmente presenti; ma a scopo orientativo la formuletta può andare.
Sul circuito non c'è altro da dire, visto che è ridotto alla massima semplicità: unica osservazione: $C_4$ serve a eliminare parte del fruscìo di fondo a frequenza più alta e il suo valore può essere variato, in più o in meno, a seconda del proprio gusto. Lo stesso vale per $C_5$.
L'amplificatore finale è il TAA611C, che ha trovato posto nella basetta del filtro attivo ed è realizzato nella versione circuitale che prevede l'altoparlante con un capo a massa: ciò per facilitare l'installazione sul pannello della presa per la cuffia o altoparlante esterno.
E' importante disaccoppiare l'alimentazione del TAA611 tramite una resistenza da 27 Ω e un elettrolitico da 1.000 μF, pena l'insorgere di ululati vari quando si spinge il volume al massimo.
La resa sonora dell'altoparlante è condizionata dalle sue dimensioni, 5 cm, dipendenti dal poco spazio disponibile: ma in cuffia o in altoparlante esterno le cose migliorano molto, nel senso che non si ottiene una riproduzione HI-FI ma si ha un ascolto più gradevole, con migliore comprensibilità.

## FILTRO ATTIVO e NOISE LIMITER

Questi circuiti sono evidenziati nella figura 7.
Si sa che in un ricevitore a conversione diretta (ovvero sincrodina) il filtro di bassa frequenza è l'elemento principale di determinazione della selettività: infatti non esiste amplificazione a media frequenza che tagli via coi suoi circuiti accordati le bande indesiderate e d'altra parte la selettività dei circuiti a radiofrequenza può solo « aiutare », e fino a un certo punto. Quindi tale elemento deve fornire prestazioni piuttosto elevate, per evitare la ricezione di una enorme quantità di segnali contemporaneamente: si potrebbe dire che, senza un filtro efficace, ciò che si è costruito non può essere chiamato un ricevitore.
Di filtri ce n'è per tutti i gusti, a partire da quelli passivi, ottimi ma ingombranti costosi e molto critici nei componenti, per finire a quelli attivi, più o meno complicati ma con ingombro minore e con minori perdite di inserzione (qualche tipo ha un certo guadagno).
Dopo aver provato alcuni semplici filtri attivi con risultati deludenti, ho finito per decidermi ad acquistarne uno già bell'e fatto, cioè l'AF132 della National.
E' un integrato a 24 piedini costruito per usi telefonici, quindi adatto al caso nostro, contenente nel suo interno due filtri ellittici del terzo ordine, collegabili in serie tramite un condensatore esterno.

Gli altri componenti necessari sono contenuti nell'integrato e risultano ben visibili (vedi foto) sotto forma di rettangolini neri di varie dimensioni. Questi rettangolini (resistenze o condensatori che siano) sono stati « regolati » per mezzo di un raggio laser (**laser trimmed**, dice il depliant della National) e infatti con una discreta lente si possono vedere i microscopici taglietti eseguiti dal laser sui bordi dei rettangoli per portare i componenti al valore opportuno onde ottenere la curva di risposta voluta.

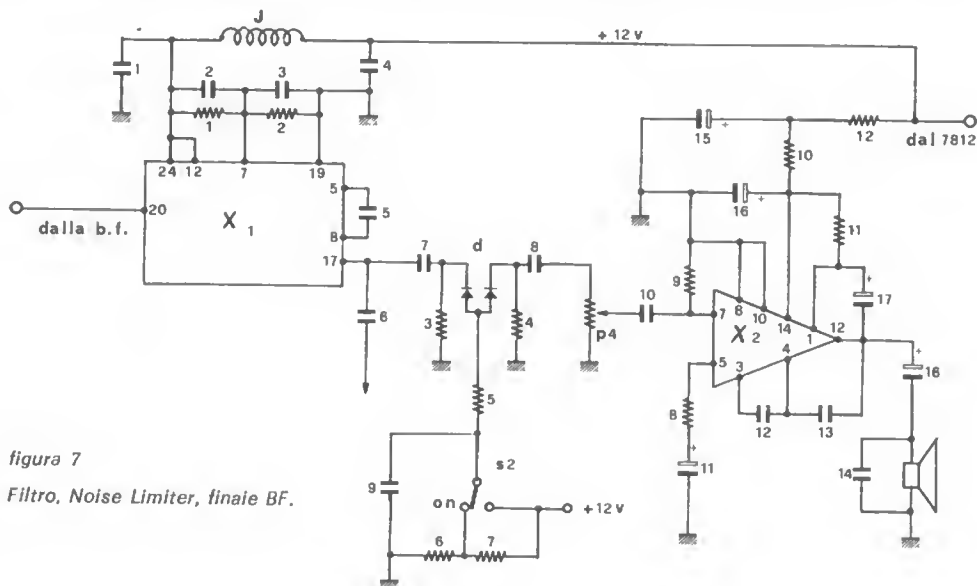



*figura 7*

*Filtro, Noise Limiter, finale BF.*

| | |
|---|---|
| $R_1$, $R_2$ | 1 kΩ |
| $R_3$, $R_4$, $R_5$ | 470 kΩ |
| $R_6$ | 1,5 kΩ |
| $R_7$ | 10 kΩ |
| $R_8$ | 150 Ω |
| $R_9$ | 220 kΩ |
| $R_{10}$ | 10 Ω |
| $R_{11}$ | 68 Ω |
| $R_{12}$ | 33 Ω |
| D | diodi BA100 o simili |
| $X_1$ | AF132 della National |
| $X_2$ | TAA611c |
| J | impedenza miniatura da 2 a 5 mH |

| | |
|---|---|
| $C_1$, $C_2$, $C_3$, $C_4$, $C_9$, $C_{10}$, $C_{14}$ | 100 nF, policarbonato |
| $C_5$ | 47 nF, policarbonato |
| $C_6$, $C_7$, $C_8$ | 4,7 nF, policarbonato |
| $C_{11}$ | 25 µF, 12 V |
| $C_{12}$ | 68 pF |
| $C_{13}$ | 1,2 nF |
| $C_{15}$ | 1.000 µF, 16 V |
| $C_{16}$ | 100 µF, 16 V |
| $C_{17}$ | 47 µF, 16 V |
| $C_{18}$ | 400 µF, 16 V |
| $P_4$ | 47 kΩ, logaritmico |
| $S_2$ | deviatore semplice |

Questa curva è quasi piatta, entro 0,3 dB, da 100 Hz fino a circa 2,4 kHz: a 2,5 kHz si trova a — 6 dB mentre a 5 kHz si trova a — 48 dB. Extrapolando il diagramma fornito dalla Casa si può ragionevolmente dire che a — 60 dB la curva si trova a 6 kHz: un tale fattore di forma viene ritenuto da alcuni **eccellente.**

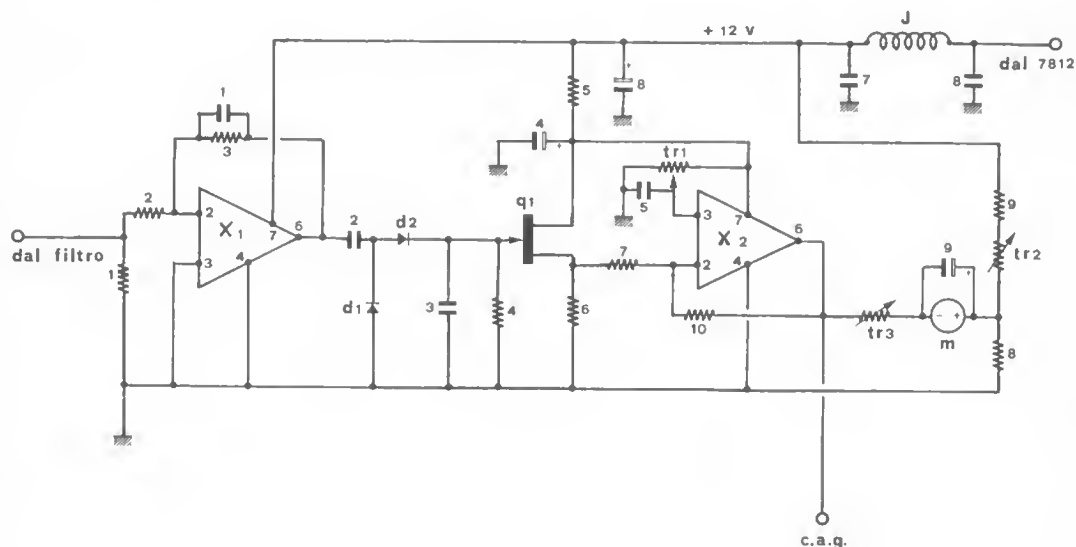
Ho provato a inserire l'AF132 subito dopo la rivelazione, ma le cose peggioravano, forse per l'inevitabile fruscìo introdotto dal filtro, amplificato poi dalla bassa frequenza.

L'alimentazione dell'integrato deve essere del tipo « sdoppiato », tuttavia si può usare quella normale collegando due resistenze da 1 kΩ al piedino 7 e poi collegando i due estremi liberi rispettivamente al + 12 e a massa, mettendo infine un condensatore da 100 nF in parallelo a ogni resistenza.

L'ingresso del filtro dovrebbe essere collegato a una sorgente con 50 Ω, o meno, di impedenza, secondo la National: ma visto che l'impedenza di uscita del 301A è in media 75 Ω, non mi sono preoccupato del disadattamento risultante: finora l'AF132 non ha « reclamato ». I numerosi piedini non indicati nello schema servono ai collegamenti interni, perciò **debbono essere lasciati liberi.**
Subito dopo l'uscita del filtro abbiamo il circuito del « noise-limiter », ricavato dal ricevitore G4/216, della Ditta Geloso di gloriosa memoria.
Esso è del tipo « serie » e funziona sul principio che i diodi vengono portati vicino alla zona di soglia mediante opportuna polarizzazione: ogni impulso disturbante, a seconda della sua polarità, tende a portare l'uno o l'altro diodo **al di sotto** della soglia, o quasi, di modo che, nel breve istante in cui è presente l'impulso, l'uscita a bassa frequenza viene soppressa o grandemente attenuata. I valori delle resistenze indicati nello schema sono quelli relativi a un ricevitore a valvole, ma potrebbe essere utile fare delle prove su $R_3$ e $R_4$ e su $C_8$ e $C_9$ per adattare meglio la costante di tempo al circuito a semiconduttori, tuttavia nella versione attuale il funzionamento è soddisfacente.
Il dispositivo « mangia » un po' di segnale e taglia leggermente gli acuti, perciò è stato previsto un commutatore per inserirlo solo quando è necessario.
Il circuito è stato montato su basetta di vetronite di 82 x 60 mm, in « condominio » con l'AF132 e il TAA611C.

## CAG e S-METER

Esaminiamo la figura 8.
Il circuito del CAG è derivato con alcune modifiche da uno schema analogo apparso sull'ARRL Handbook del 1977.
Il segnale, prelevato **all'uscita** del filtro, viene amplificato da un 741, rivelato da due diodi e quindi inviato a un 2N3819 il cui « source » è collegato, tramite $R_7$, all'ingresso invertente (piedino 2) di un secondo 741.
L'uscita di quest'ultimo fornisce una tensione inversamente proporzionale all'entità del segnale e copre un campo da + 8 V a + 2 V, cioè quanto basta a portare il CA3028 dal guadagno massimo alla quasi interdizione. Questa energica azione, unitamente all'elevata dinamica del 1496, fa sì che fenomeni di saturazione avvengano raramente, solo con forti segnali locali: ma in tal caso si agisce sull'attenuatore d'antenna.
Un CAG per SSB deve avere un « attacco » rapido e un « ritorno » lento: questo circuito risponde pienamente a tali requisiti, con una costante di tempo di circa un secondo, che può essere variata modificando il valore di $C_3$ e $R_4$. Attenti però a non abbassarla troppo (ad esempio, meno di 1 MΩ o meno di 20 nF), si corre il rischio di avere crepitìi in presenza di forti segnali.
Come sottolineato all'inizio, è necessario prelevare il segnale **dopo** il filtro: altrimenti, il CAG risponderebbe a tutti quei segnali (anche fuori dalla banda acustica) che vengono generati dalle stazioni adiacenti e di conseguenza il CA3028 rimarrebbe quasi in permanenza inattivo, in modo da impedire l'ascolto dei segnali deboli.
Lo strumento che serve da S-meter è un tipo giapponese con la scala già tarata in unità S (non mi faccio illusioni su questa taratura) ed è collegato all'uscita del secondo 741 con la polarità invertita, in modo da fornire una indicazione direttamente proporzionale all'intensità del segnale.

I tre trimmer, visibili nella foto, servono alla taratura che va eseguita come segue: dopo aver staccato l'antenna, si regola $Tr_1$ in modo da leggere in un tester, collegato fra il piedino 6 del secondo 741 e massa, la tensione di + 8 V: quindi si regola $Tr_2$ fino a far coincidere l'indice dello S-meter con lo zero: si agisce di nuovo su $Tr_1$ fino a leggere sul tester circa 2 V e si regola $Tr_3$ fino a fare andare lo S-meter a fondo scala: infine, con $Tr_1$ si riporta la lettura del tester a + 8 V.

.igura 8

*CAG e S-meter.*

| | |
|---|---|
| $C_1$ | *560 pF, polistirolo* |
| $C_2$, $C_3$ | *50 nF, policarbonato* |
| $C_4$, $C_6$, $C_8$ | *50 µF, 12 V* |
| $C_5$ | *100 nF, policarbonato* |
| $C_7$, $C_8$ | *10 nF, policarbonato* |
| $R_1$ | *470 kΩ* |
| $R_2$ | *33 kΩ* |
| $R_3$ | *1 MΩ* |
| $R_4$ | *22 MΩ* |
| $R_5$ | *100 Ω* |
| $R_6$, $R_{10}$ | *10 kΩ* |
| $R_7$ | *1 kΩ* |
| $R_8$ | *18 kΩ* |
| $R_9$ | *3,3 kΩ* |

| | |
|---|---|
| *J* | *impedenza miniatura da 5 mH* |
| $Tr_1$ | *trimmer miniatura orizzontale da 25 kΩ* |
| $Tr_2$ | *trimmer miniatura orizzontale da 10 kΩ* |
| $Tr_3$ | *trimmer miniatura orizzontale da 50 kΩ* |
| $Q_1$ | *2N3819 o simile* |
| $X_1$, $X_2$ | *741 di qualsiasi marca* |
| $D_1$, $D_2$ | *1N4148 o simili* |
| *m* | *strumento da 250 µA* |

Eventualmente ripetere l'operazione.

La sensibilità del CAG deve essere adeguata all'amplificazione di bassa frequenza disponibile e per ottenere ciò bisogna agire su $R_2$ o su $R_3$ fino ad avere, dopo qualche prova, il guadagno opportuno. Ogni volta che si varia questo guadagno occorre rifare la taratura.

$C_1$ serve a limitare la risposta del CAG alla parte centrale della banda audio e può assumere valori da 50 a 1.000 pF: anche dopo tale modifica può essere necessario un ritocco alla taratura.

Il circuito è montato su una basetta di 45 x 65 mm.

# ALIMENTAZIONE

Visto che avevo deciso per un contenitore, purtroppo piccolo, con « pavimento » e « tetto » di ferro, materiale quanto mai adatto a convogliare flussi dispersi nei punti più impensati, e visto che, a parte il VFO, tutto il resto brillava per assenza di schermi, mi sono trovato a combattere con ogni forma di ronzìo, che è stato sconfitto solo mediante una somma di accorgimenti contemporanei e cioè abbondante filtraggio, accurati disaccoppiamenti sull'alimentazione di ogni singolo circuito, schermatura ferrea e distanziamento del VFO, e infine orientamento e distanziamento (dal pavimento) del trasformatore.
Nella foto si vede la posizione che ha assunto il trasformatore, che caso strano, sembra quella scelta per la migliore estetica: invece è quella che mi dà minor ronzìo.
Peccato non aver potuto provare un trasformatore con nucleo a grani orientati, che forse avrebbe risolto la questione in partenza, ma il più piccolo a mia disposizione era da 150 W.
Detto questo, il consiglio che posso dare ai Pierini per questa e altre costruzioni è di procurarsi per prima cosa il trasformatore abbondando nel wattaggio e poi, in base alle sue dimensioni, stabilire quelle del contenitore, in modo che il trasformatore sia **opportunamente distante** dai circuiti e prevedendo un VFO di maggiori dimensioni. Si eviteranno così le grane « a montaggio ultimato ».

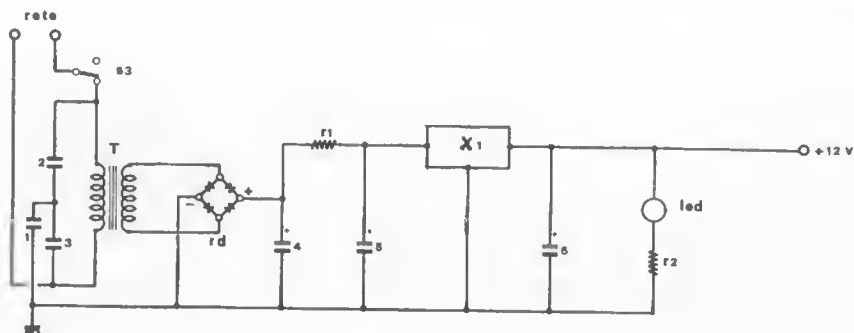



*figura 9*

*Alimentatore*

| | |
|---|---|
| $R_1$ | *da 5 a 20 Ω, 1 W, secondo la tensione raddrizzata disponibile* |
| $R_2$ | *1,5 kΩ* |
| $C_1$ | *100 nF, 250 V, poliestere* |
| $C_2$, $C_3$ | *10 nF, 250 V, poliestere* |
| $C_4$, $C_5$ | *2.200 μF, 50 V* |
| $C_6$ | *2.200 μF, 16 V* |
| *Rd* | *raddrizzatore a ponte 40 V, 1 A* |
| $X_1$ | *7812 da 1 A in contenitore plastico o metallico TO3* |
| *T* | *trasformatore da almeno 5 W, secondario 15 e 18 V, 0,5 A* |
| $S_3$ | *interruttore semplice (o doppio, se si vuole interrompere anche l'altro capo della rete)* |

La tensione, raddrizzata e filtrata, viene inviata a un integrato 7812, in contenitore plastico o meglio in TO3, fissato sul pannello posteriore. Le capacità di filtro alquanto elevate, circa 8.000 μF in totale, potrebbero essere ridotte notevolmente qualora l'alimentazione fosse sistemata in un contenitore **separato** e questa è un'idea che sto accarezzando per la seconda edizione di questo ricevitore, se mi decido a farla.

I tre condensatori posti all'ingresso servono un poco per il ronzìo e forse un po' di più per i disturbi vaganti lungo la rete: sono racchiusi in un cilindretto d'alluminio e vengono chiamati euforicamente « filtro di rete ». L'uscita del 7812, anch'essa « elettroliticizzata »; viene distribuita ai vari circuiti ognuno dei quali, ripeto, ha il proprio disaccoppiamento. Questa uscita a 12 V è perfettamente stabile entro ampie variazioni del carico e della tensione di rete: se per caso si abbassasse, anche di poco, quando si ascolta una stazione « forte » col volume al massimo, vuol dire che il trasformatore tende a sedersi, malgrado le assicurazioni del rivenditore, « 5 W garantiti ».

## CONCLUSIONE

Chiedo scusa se sono stato lungo nella descrizione, ma la mia preoccupazione principale è stata quella di dare la maggior quantità di informazioni possibili e in modo accessibile a tutti, Pierini compresi. Certo, sarebbe stato meglio, per apparire più « dotto », mettere qualche formula qua e là, tanto si fa presto a copiare dalle varie « bibbie »: ma preferisco parlare facile anche se sono più lungo e qualche volta, senza volere, mi scappano delle pierinate nella descrizione...
Chiedo anche scusa se ho dato l'impressione di essere troppo orgoglioso di questo ricevitore: cosa volete, è la reazione naturale per avere portato a termine un lavoro non certo semplice nel tempo record di poche settimane e ottenendo risultati quali mai avrei immaginato in una banda così affollata come i venti metri.
Questi risultati possono esprimersi sinteticamente in **buona sensibilità,** altrettanto **buona selettività** nonostante la presenza dell'immagine audio, **bassa cifra di rumore** in rapporto alla elevata amplificazione totale, e **ottimo comportamento** verso **l'intermodulazione** e la **modulazione incrociata.**
Esso, inoltre, con le sue dimensioni di 21 x 20 x 8 cm e col suo peso di 2,4 kg, può stare dovunque, anche sul petto di chi vuole fare ascolto stando a letto e usando come antenna qualche metro di filo gettato sul pavimento. Ditemi voi se non debbo essere fiero di un « coso » del genere!
Evidentemente sarebbe assurdo pretendere prestazioni eccezionali in ogni stagione dell'anno e in ogni momento della giornata (sto parlando per i « novellini » dell'ascolto in onde corte): vi sono condizioni di propagazione o di « QRM » locale in cui farebbe magra figura anche un ricevitore di alta classe.
Come succede a casa mia quando c'è nebbia: un palo dell'alta tensione, a venti metri dalla mia finestra, si mette a « friggere » mandando a 9 + 20 lo S-meter e l'ENEL che ha fatto un'ispezione dietro mio reclamo dice che **tutto va bene,** porco mondo!
Ma a parte i momenti sfavorevoli, debbo dire che da agosto a ottobre del '78 ho fatto ascolti eccezionali, sempre coi soliti tre metri di filo posati per terra: DX a non finire, da tutte le parti del mondo.
Col sopraggiungere della stagione invernale la propagazione è andata via via peggiorando, tuttavia alle ore 08,33 GMT del 1-12-'78 ho potuto ricevere 3D2UP (isole Figi, agli antipodi!), debolmente, ma con una nitidezza eccezionale e ciò mi ha procurato la stessa emozione di quando nell'ottobre del 1956 collegai sui 28 MHz per la prima volta questo paese, allora VR2, con **soli 28 W input** (altro che i lineari moderni) e il corrispondente aveva 30 W e una rotativa a tre elementi (vedi QSL a pagina seguente, e chiedo scusa per la mia immodestia).
Purtroppo non ho avuto il tempo di sottoporre a un lungo controllo stru-

mentale l'apparecchio: però da una rapida ispezione con strumenti degni di fede è risultato che il minimo segnale ricevibile è di 0,1 µV, collegandolo **direttamente** al generatore (quindi senza il rumore dell'antenna e dell'atmosfera), e che all'ingresso dell'analizzatore di spettro il disturbo causato dal VFO era sui 2 µV, mentre la seconda armonica era a — 20 dB e la terza armonica a — 40 dB, il che vuol dire che il mio apparecchio disturba molto poco un ricevitore vicino.

FIJI ISLANDS
Oceania ...... Zone 32

VR 2 BC

Confirming 28 Mc. Phone QSO with IT1ZZM
At 0720 GMT On 26 October 1956. Your
Sigs 5X 7/9 Rig 30 W. ... Eddyst. 680
Thanks for QSO and please QSL
ARRL. 73 "GREG", G. B. GREGORY, Ex-VP1GG Greg
NZART. DEPARTMENT OF AGRICULTURE. SUVA.

A titolo comparativo ho poi collegato il ricevitore a una rotativa a quattro elementi: i segnali entravano dentro puliti e chiari, con una certa sorpresa del proprietario dell'antenna, il quale aveva l'orecchio abituato alle superiori prestazioni di apparecchi moderni schierati sul suo tavolo operativo. Su un altro robusto tavolo c'era anche, acceso, il WRR2, un mostro di ricevitore, della marina USA se non erro, a 64 (sessantaquattro!) valvole e pesante quasi un quintale e mezzo. Credo che tale « mostro » sia il « non plus ultra » nel campo delle prestazioni, eppure il suo proprietario ha apprezzato molto il mio « pigmeo »: che cosa dovrei dire a questo punto?
Io dico che fare paragoni fra due ricevitori di diversa « cilindrata » è utile fino a un certo punto, se si guardano le prestazioni assolute. Ma se si tiene conto del rapporto prestazioni/costo, o di quello prestazioni/complessità circuitale, il paragone può diventare interessante: questo apparecchio è costato (all'epoca in cui l'ho realizzato) intorno alle 50.000 lire e sotto questo profilo ritengo sia difficilmente battibile e lo stesso vale se si guarda la complessità costruttiva.
Per onestà dovrei ora accennare ai **punti deboli** del ricevitore e alle possibilità di miglioramento, ma è meglio smettere per non provocare un collasso nella residua pazienza dei miei superstiti lettori: pertanto lascio ai Pierini più in gamba il compito delle critiche.
Per finire, ripeto ancora che per costruire questo apparecchio ci vuole molta calma, pazienza e pulizia nel montare i circuiti.
Auguri a tutti e saluti dal vostro Pierino Maggiore.

# Amplificatore RF push-pull

## una soluzione ai nostri problemi

*Luciano Paramithiotti*

Molte parole si sono scritte sugli amplificatori RF push-pull, vedi **ham radio**, ecc.) ma, escludendo soluzioni molto complesse e dispendiose, si sono visti pochissimi schemi applicativi che non siano critici, facili da costruire e di buone caratteristiche.
Quello che io voglio proporre, è proprio una soluzione a questo problema.
Innanzi tutto ci chiediamo perché si scelga la soluzione push-pull, invece di altre; le risposte sono molteplici: quando si pensa di costruire un ricevitore o un amplificatore d'antenna, si deve pensare che esso deve accettare segnali di ingresso con una escursione notevole (1 μV ÷ 5 V), inoltre si richiede un basso rumore e possibilmente un alto guadagno di tensione; ebbene, questa è l'unica soluzione circuitale che attualmente ci consente di ottimizzare queste necessità.
Una grossa difficoltà sta nell'accordare l'amplificatore su tutte le frequenze che ci interessano, infatti, per questo tipo di amplificatore occorrerebbe un condensatore variabile doppio (figura 1), ma subito abbiamo un'ottima soluzione.

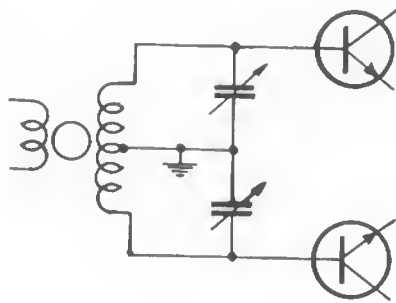



*figura 1*

Se noi costruissimo un amplificatore a larga banda, potremmo così accordare il tutto con un filtro passa-banda a monte dello stadio, risolvendo i nostri problemi.

Nella figura 2 si può vedere lo schema del prototipo con gli esatti valori dei componenti.

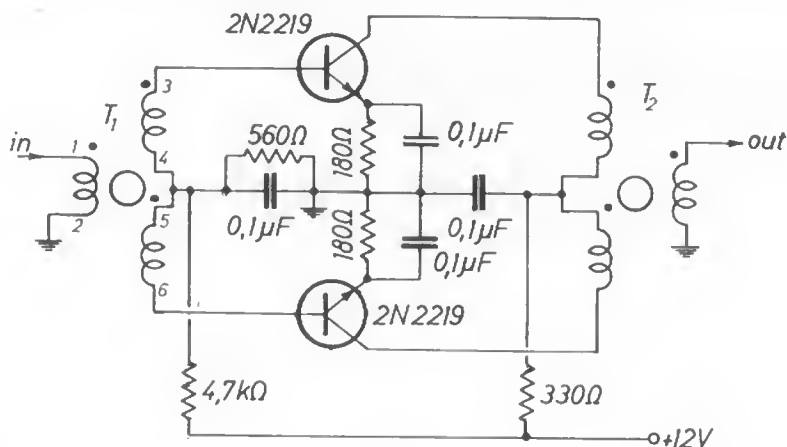



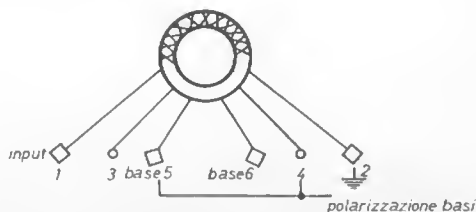
*figura 2*

Questo amplificatore è caratterizzato da un bassissimo rumore di fondo e un'alta amplificazione che in media si aggira sui 20 dB. I transistori sono di media potenza e con una alta frequenza di taglio, se non fossero reperibili, si possono sostituire con i 2N3866, ritoccando la polarizzazione di base mediante $R_b$. I trasformatori $T_1$ e $T_2$ sono costruiti su nuclei toroidali reperibili presso « Paoletti » (Firenze) a un prezzo che si aggira sulle 500 lire cadauno.
L'unica operazione importante è la preparazione degli avvolgimenti che si esegue tagliando tre pezzi di filo smaltato sottile quindi arrotolandoli su se stessi (a treccia) come nella figura 3.

*figura 3*

Avremo in questo modo un filo composto da tre conduttori che avvolgeremo sul nucleo toroidale e che collegheremo nel seguente modo (figura 4).

*figura 4*

*$T_1$ = 3 × 6 spire nucleo bianco-giallo*
*239 spire x 1 mH*
*permeabilità 40.*

Nello stesso modo agiremo per $T_2$ avendo:

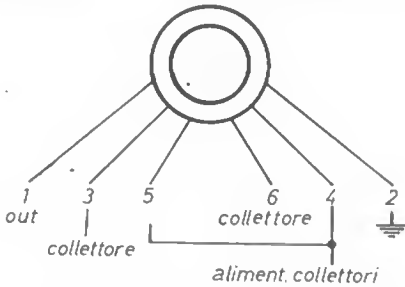



*figura 5*

*$T_2$ = 3 × 12 spire, nucleo come $T_1$.*

La figura 6 rappresenta l'analisi spettrale dell'amplificatore.

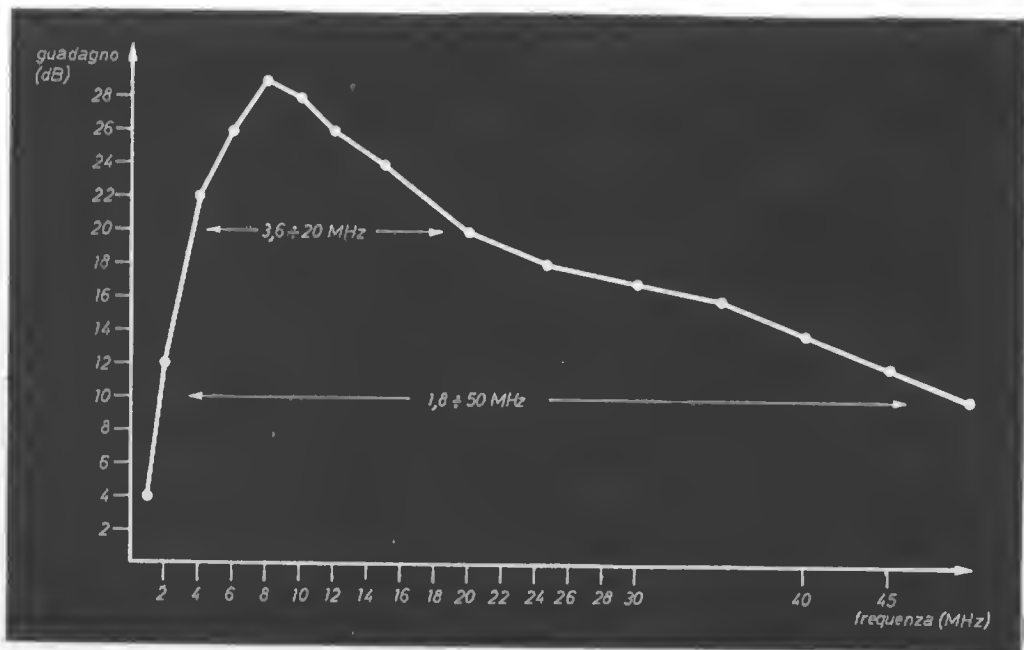



*figura 6*

Il fatto che il guadagno non sia costante entro tutta la banda passante non è un grosso inconveniente, in quanto si potrà linearizzare a monte dell'amplificatore, gamma per gamma mediante attenuatori passivi. A chi servisse, posso fornire lo stampato a 2.000 lire (più spese postali).
Un ringraziamento alla ditta TELSY che mi ha messo a disposizione l'analizzatore di spettro Marconi TF 2370.

# Ricevitore FM
## ...da sfizio

**Un ricevitore con risposta fedele e pulita,
facile da tarare,
con "indicatore di scala" elettronico:
in tutto vi costa circa 20 klire**

*Giuseppe Aldo Prizzi*

Nei primi tempi delle trasmissioni senza fili si dava per scontato che le onde radio di breve lunghezza (oggi chiamate VHF: Very High Frequencies = frequenze molto elevate) potevano essere trasmesse soltanto su distanze limitate. Si assumeva infatti che le onde radio fossero rapidamente attenuate quando tra trasmettitore e ricevitore non vi fosse più visione diretta, soprattutto alle frequenze superiori.

**usa un economico UAA170**

Ora di tutte queste credenze non rimane che il ricordo, simile a una leggenda, tramandata di padre in figlio, tanto veloce è il progresso delle conoscenze nel campo delle telecomunicazioni via onda elettromagnetica.
Accade infatti che le onde radio — anche le VHF — seguano i percorsi indicati dalle differenti proprietà elettriche di strati atmosferici dotati di caratteristiche riflettenti e/o rifrangenti per le comunicazioni senza fili: così esse seguono anche la curvatura terrestre — entro ampi limiti.
Le onde radio possono quindi essere ricevute anche a notevoli distanze — anche in VHF — e ben lo sanno anche coloro che, pur abitando in una zona (Gorizia) radiodiffusionalmente tranquilla come la nostra (pensate, solo **due** locali « private » oltre alla rai e alla Radiotelevisione jugoslava), da un po' di tempo hanno la parte « alta » (100 ÷ 108 MHz) più qualche parte, diciamo così, media (attorno ai 93 MHz) invasa da programmi che provengono, trasmessi in FM, stereo oppure no, da baracche di tutte le potenze (da 20 a 500 W) sparse nelle regioni limitrofe — con intensità di campo le più varie, e che un disgraziato spera, se non di eliminare, almeno di ricevere in maniera intelligente (se non potete batterli, alleatevi con loro...).
E, una volta captata la stazione desiderata, il disgraziato in questione cova un altro desiderio in fondo al cuore: quello di poterla riagganciare quando vuole. Invece..., invece, guarda tu la scalogna, gli urti a cui il ricevitore è soggetto, la rottura della funicella (orrore! esiste ancora la funicella!) che trascina l'indice, oppure un altro dei mille accidenti non programmabili, ma fatali, disabilita l'indicatore delle lunghezze d'onda.

**Ed ecco, modestamente, una risposta alle due esigenze su prospettate:** un buon ricevitore che dà una risposta fedele e pulita, facile da tarare — o, come si dice ora, da mettere a punto — e che ha un indice la cui funicella, o altri rinvii meccanici, non si può più rompere, perché... non esiste: infatti vi ammannisco un indicatore tipo « scala arbitraria + indice » di tipo completamente elettronico, un po' costoso, ma bellissimo.

E veniamo a noi: con l'impiego di:

a) due transistori;
b) un fototransistore;
c) tre circuiti integrati;
d) un pugno di diodi assortiti, ma sapientemente scelti;
e) qualche migliaio di lire in altri componenti;

(quindi spendendo una ventina di svalutate banconote verdiane) vi costruite un ricevitore che recherà per sempre la vostra impronta: infatti la sua resa sarà direttamente proporzionale al vostro impegno e alla vostra cura nel costruirlo e nel « metterlo a punto » — e questa è l'impronta, diciamo così, di tipo soddisfazione morale —; l'impronta personale più visibile invece sarà data dal modo di disporre i led che formano la « scala parlante » e l'« indice » del vostro ricevitore:

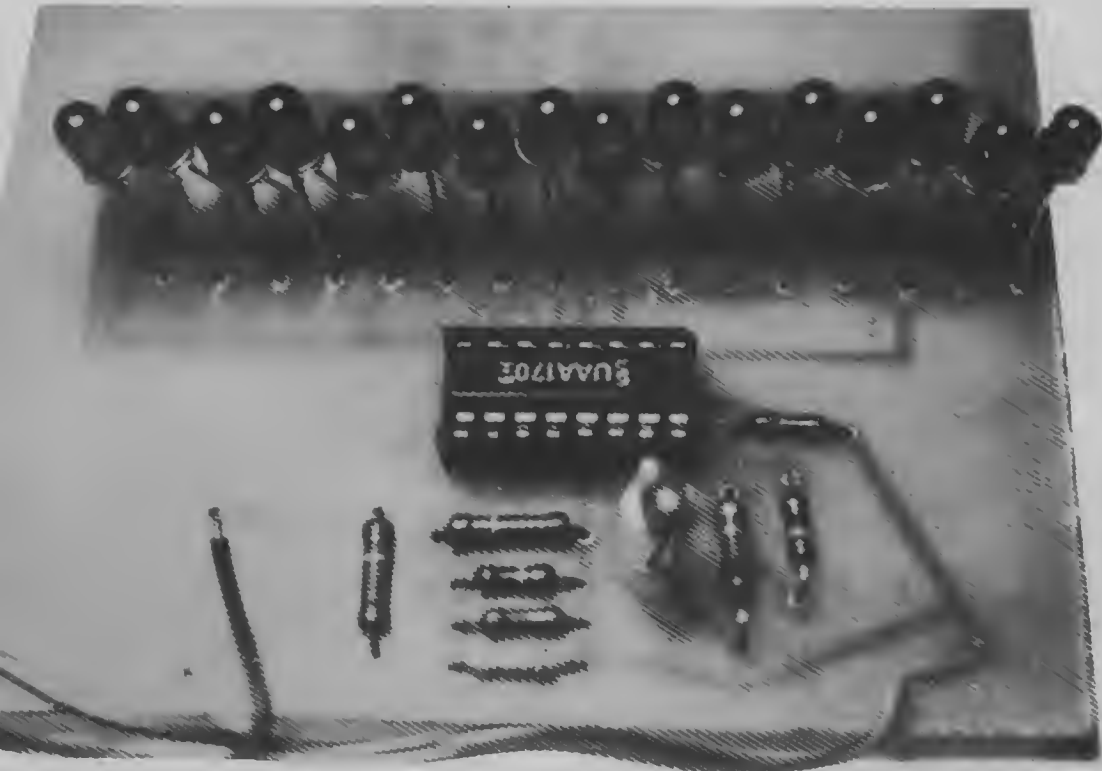
— in fila indiana, allineati e coperti (classico);
— con volute floreali (liberty), oppure rococò (decadente);
— a costituire un monogramma, quello delle vostre iniziali (inutilmente sbruffone);
— in linee spezzate, esprimenti tormento (artistico);
— e così via.

Se poi siete dei dritti, e non vi manca la grana, mettete due led in serie a ogni uscita dell'UAA170, in modo da disporne trentadue sul pannello anteriore, li disponete a formare il nome dell'amata, e regalate il tutto alla suddetta che vi dirà tutta esultante:

*Ma guarda in che modo sciocco uno va a spendere i suoi soldi!*

E dopo quelle due righe che precedono, se non vi scoccia, io comincerei a parlare proprio della scala parlante: come vedrete, il tutto si riaggancia per vie traverse allo stadio RF e oscillatore, e quindi un punto di partenza così illogico alla fine si rivelerà, tutto sommato, meno indecente di tanti altri. Dunque, come indicatore, scala parlante, indice, e funicella, si è prescelto, dicevamo, un sistema elettronico.
E perché fare le cose semplici, quando basta un po' di fantasia per complicarle?
Allora, ecco che dal profondo del subconscio sorge l'idea: perché non usare un circuito integrato, per pilotare la catena di led che appare sullo schema, e nelle fotografie?
Detto fatto, acchiappo un Siemens UAA170, e il gioco è fatto. Così ora vi parlo proprio di lui, del sunnominato.

## L'indicatore elettronico

Ogni volta che si abbia bisogno — oltre che di un indicatore della frequenza di sintonizzazione —, anche di un qualsiasi indicatore luminoso di tipo analogico, per visualizzare-misurare tensioni, o altri parametri a queste riducibili, è possibile ricorrere a una robusta alternativa rispetto a uno strumento convenzionale, a indice.

Questo — è ovvio — si raggiunge con il più volte citato UAA170, ormai reperibile correntemente, anche se non sempre alla portata di tutte le borse.
La Siemens produce e commercializza due tipi di circuiti integrati per pilotare visualizzatori analogici con led.
Uno di questi è lo UAA170, integrato a 16 piedini con otto uscite codificate, capaci di pilotare una colonna di 16 led.
Solo uno di questi led è acceso — singolarmente — mentre gli altri rimangono spenti. Quale si illumini dipende dalla tensione di ingresso, e le cose funzionano in modo tale che, aumentando la tensione, il led illuminato « si sposta » (in realtà, ovviamente, non è il led a spostarsi, ma la tensione di eccitazione) di un posto per volta.
Altro, suo fratello, è il meno celebre UAA180, che dà un'indicazione del tipo « colonna di termometro »: man mano che la tensione d'ingresso cresce, i led si accendono bensì uno alla volta, ma senza causare lo spegnimento di quelli in precedenza eccitati.
Così si produce una colonna luminosa di lunghezza proporzionale alla tensione d'ingresso.
La scelta dell'integrato, ovviamente, dipende dall'uso che uno ne intende fare, e anche dal suo gusto personale. La figura 1 chiarisce sufficientemente l'esempio.

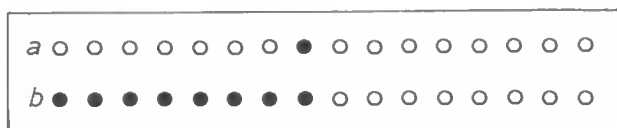



*figura 1*

*a. Indicazione di un UAA170.*
*b. Indicazione di un UAA180.*

*Evidente la differenza tra un'indicazione a « pallino » e una « a termometro ».*

Le possibili applicazioni dei « led meters » sono, ancora ovviamente, numerose, ma ce ne sono di particolarmente adatte ai due tipi di display.
La prima deriva dal fatto che il tempo di risposta del misuratore così concepito è particolarmente adatto a realizzare un misuratore di modulazione per frequenze audio.
I tempi di attacco e di uscita influenzano direttamente l'indicazione, che quindi non è falsata dall'inerzia meccanica — così come per tutte le variazioni di livello sonoro — dell'indicatore convenzionale.
La seconda è un'applicazione riservata ai luoghi ove si abbiano vibrazioni meccaniche tali da rendere impossibile l'uso dei convenzionali strumenti a indice, o almeno sconsigliabile.
L'assenza di parti in movimento, così, rende l'uso di questo circuito integrato particolarmente consigliabile in ogni indicatore per auto — con particolare riferimento a tachimetri, contagiri, e simili.
La vita di uno strumento costruito attorno al nostro componente risulterà pressoché infinita.

## Principio di funzionamento dell'UAA170

Poiché si tratta del circuito integrato da noi scelto, sarà utile dire qualcosa sul suo principio di funzionamento.

Bene, riferiamoci alla figura 2.

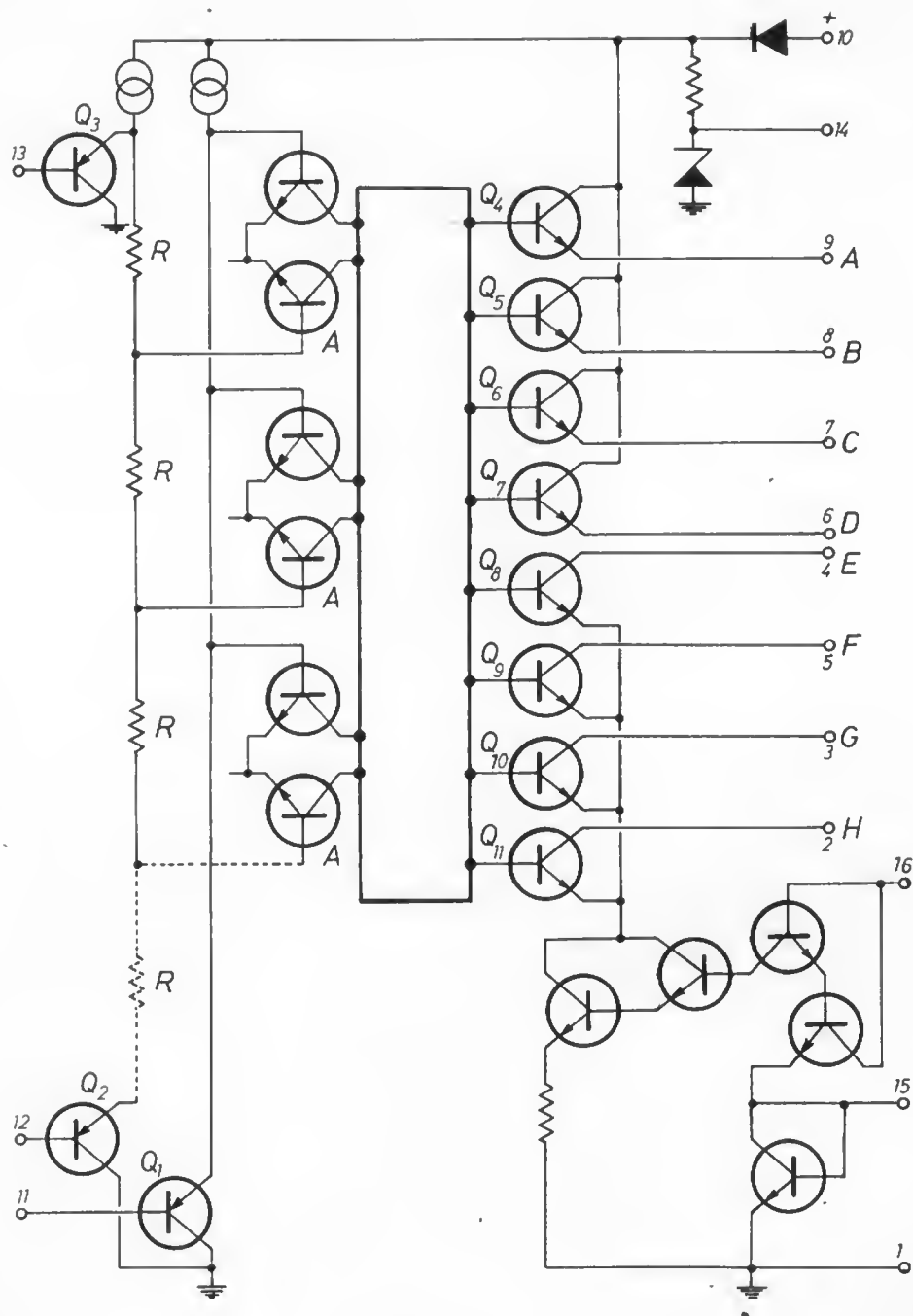



*figura 2*

*Schema semplificato dell'interno del circuito integrato UAA170. Le lettere si riferiscono alla figura 3.*

Essa mostra il circuito semplificato dell'UAA170.
Il circuito d'ingresso consiste di una serie di amplificatori differenziali a elevato guadagno. Una entrata di ognuno di essi è comune, e connessa al terminale d'ingresso attraverso uno stadio separatore emitter-follower.
Gli altri ingressi di ogni amplificatore differenziale sono connessi a dei punti di un partitore di tensione consistente di resistori eguali R, che è mantenuto a un potenziale di riferimento da $Q_2$.
Gli amplificatori differenziali allora lavorano come un comparatore di tensione analogico. Ogni volta che la tensione di ingresso supera quella di riferimento sul punto intermedio del partitore in uno dei comparatori, la sua uscita cambia stato.
Lo UAA170 contiene 16 di tali comparatori, così l'uscita contiene 16 led, a cui ci si collega, e l'entrata identifica 16 diversi livelli di tensione tra zero e piena scala. Per eliminare la necessità di 16 uscite, limitando quindi il numero dei pins dell'integrato a 16, i led non sono pilotati individualmente, ma connessi a una matrice di 4 x 4 controllata per righe e colonne dalle uscite da A a D rispettivamente da E a H.
Per abilitare l'appropriata coppia riga-colonna (un po' come per identificare una casella a battaglia navale), è sufficiente che le basi dei piloti rispettivi siano allo stesso livello: visto che 4 uscite sono a emitter-follower, mentre le altre 4 a common-emitter, lo stesso livello assegnato a due uscite, l'una di una serie, l'altra di quell'altra, mantiene dette uscite a livelli diversi: il led che partecipa di ambedue si accende.
La commutazione dei piloti/buffer d'uscita è assicurata dal circuito logico racchiuso nella « scatola nera » rettangolare al centro della figura 3.
Troppo complicato, per riprodurlo, il circuito in questione non è stato accluso a questa descrizione.

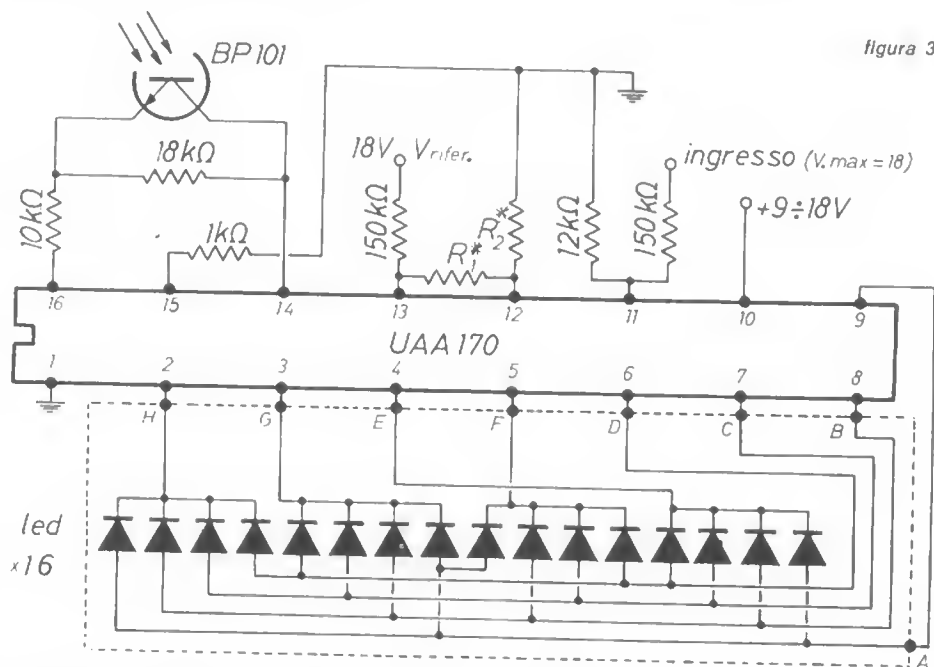



*figura 3*

*Esempio di voltmetro con indicazione « a pallini » da 0 (oppure 3) a 18 V.*
*Gli asterischi indicano i resistori da cambiare per rendere diversi gli « inizi scala ».*
*Con $R_1 = 10\ k\Omega$ e $R_2 = 2{,}2\ k\Omega$, l'inizio è a 3 V, il che vuol dire che ogni led che si accende indica 1 V in più (o in meno, se quello che si accende sta « a sinistra ») della tensione precedente.*

Per stabilire l'intervallo di tensione in cui il circuito opera, una tensione di riferimento dovrà essere applicata tra i piedini 12 e 13 dell'integrato, con il 13 più positivo del 12.
La differenza di potenziale tra i due punti stabilirà la differenza di tensione necessaria a trasferire l'indicazione da un punto a quello successivo.
La tensione sul 13 è, inoltre, la stessa che è necessario applicare per arrivare « a fondo scala ».
La tensione sul 12 determina invece la minima tensione che provoca l'accensione del primo led.
Se la tensione sul 12 è troppo bassa, può succedere che il primo led rimanga acceso, anche con un ingresso di zero volt, sull'input.
Altri dati su particolari combinazioni, o effetti, nell'accensione dei led esulano dal nostro interesse attuale, ma potranno fornire argomento ad eventuali futuri articoli, se richiesti.

## Controllo di luminosità

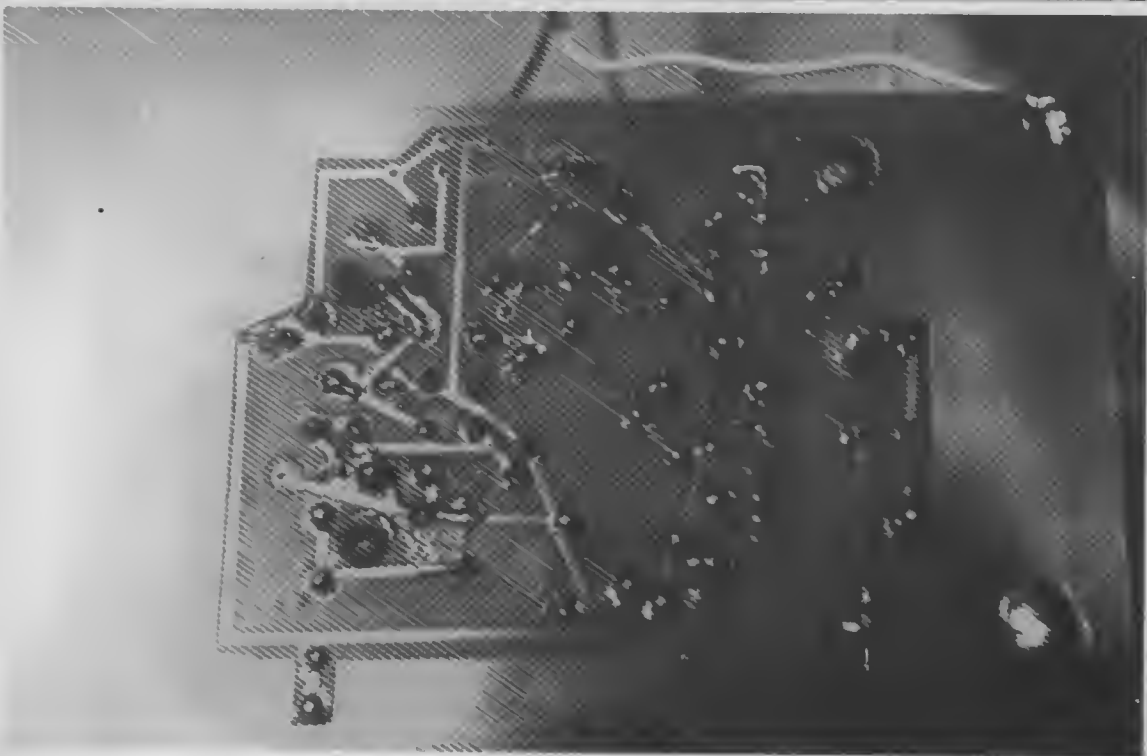
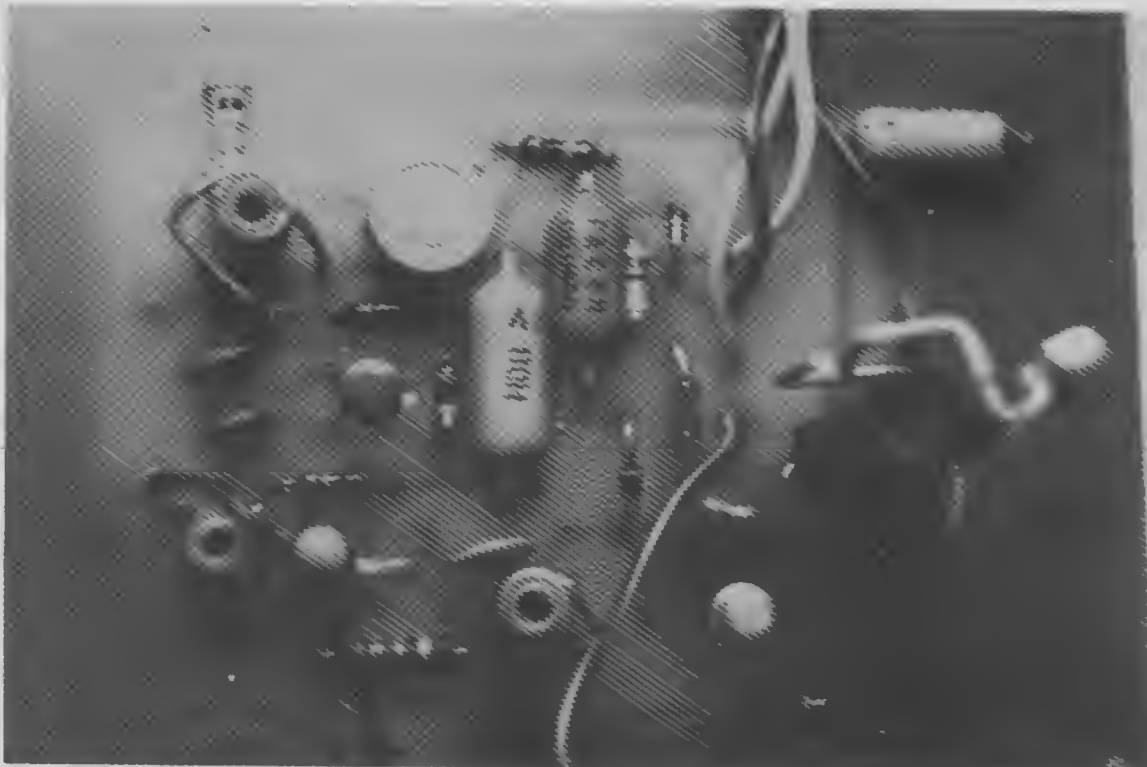
La corrente d'uscita sui led, e quindi la loro luminosità, possono essere alterati da un controllo di luminosità inserito tra i piedini 14 e 16 dell'integrato. Esso può assumere la forma di un LDR o di un fototransistore connesso tra detti piedini per regolare automaticamente la luminosità del display a seconda della luminosità ambientale, oppure può essere semplicemente un potenziometro, con regolazione manuale o semifissa.
Un resistore tra il 15 e massa determina la caratteristica di regolazione del controllo di luminosità.

* * *

## Applicazioni pratiche

In figura 3 è riportato il diagramma di un voltmetro a led. I valori del circuito sono stati studiati per accendere i led a intervalli di 1 V, con fondo scala a 10 e inizio a zero.

La tabella, poi, mostra i principali parametri elettrici:

| parametro | massimo assoluto | tipico |
|---|---|---|
| *V alimentazione* | *+ 18 V* | — |
| *V ingresso ai pin 11, 12, 13* | *+ 6 V* | — |
| *V uscita al pin 14* | — | *5 V* |
| *I uscita nel pin 14* | *3 mA* | — |
| *consumo di I a led spenti* | — | *4 mA* |
| *I pilotaggio led* | *50 mA* | — |
| *I ingresso ai pin 11, 12, 13* | — | *1 ÷ 2 μA* |
| *V riferimento tra 12 e 13 per transizione graduale al display* | — | *1,2 V* |
| *V riferimento tra 12 e 13 per transizione istantanea al display* | — | *4 V* |

« Front End », lato componenti (sopra), e lato rame (sotto).

Passiamo infine al:

# ricevitore vero e proprio

iniziamo pertanto dallo **stadio amplificatore RF e convertitore:** quello che i tecnici anglicizzati e aggiornati chiamano « Front-End ».
Se ne parlo, così, separatamente, è perché anche questo, come già l'indicatore UAA... centosettantizzato, costituisce un pannellino a se stante nella realizzazione pratica del nostro ricevitore.

*Resistori*

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| $R_1$ | 1,5 kΩ | $R_9$ | 150 kΩ | $R_{17}$ | 100 Ω |
| $R_2$ | 10 kΩ | $R_{10}$ | 180 Ω | $R_{18}$ | 18 kΩ |
| $R_3$ | 27 kΩ | $R_{11}$ | 470 Ω | $R_{19}$ | 10 kΩ |
| $R_4$ | 10 kΩ | $R_{12}$ | 120 Ω | $R_{20}$ | 1 kΩ |
| $R_5$ | 10 kΩ | $R_{13}$ | 100 Ω | $R_{21}$ | 150 kΩ |
| $R_6$ | 1 kΩ | $R_{14}$ | 680 Ω | $R_{22}$ | 10 kΩ |
| $R_7$ | 0,1 MΩ | $R_{15}$ | 3,3 kΩ | $R_{23}$ | 2,2 kΩ (vedi spiegazione sullo UAA170) |
| $R_8$ | 10 kΩ | $R_{16}$ | 4,7 kΩ | $R_{24}$ | 12 kΩ |

*Condensatori*

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| $C_1$ | 22 pF | $C_{11}$ | 10 nF | $C_{21}$ | 4,7 µF |
| $C_2$ | 1 nF | $C_{12}$ | 220 pF | $C_{22}$ | 50 µF |
| $C_3$ | 68 pF | $C_{13}$ | 22 pF | $C_{23}$ | 0,1 µF |
| $C_4$ | 10 pF | $C_{14}$ | 100 nF | $C_{24}$ | 10 nF |
| $C_5$ | 10 nF | $C_{15}$ | 22 nF | $C_{25}$ | 100 µF |
| $C_6$ | 2,7 pF | $C_{16}$ | 22 nF | $C_{26}$ | 2.000 µF |
| $C_7$ | 10 nF | $C_{17}$ | 56 pF | $C_{27}$ | 220 pF |
| $C_8$ | 10 pF | $C_{18}$ | 220 pF | $C_{28}$ | 0,1 µF |
| $C_9$ | 10 pF | $C_{19}$ | 56 pF | $C_{29}$ | 50 µF |
| $C_{10}$ | 1,5 nF | $C_{20}$ | 22 nF | $C_{30}$ | 22 nF |

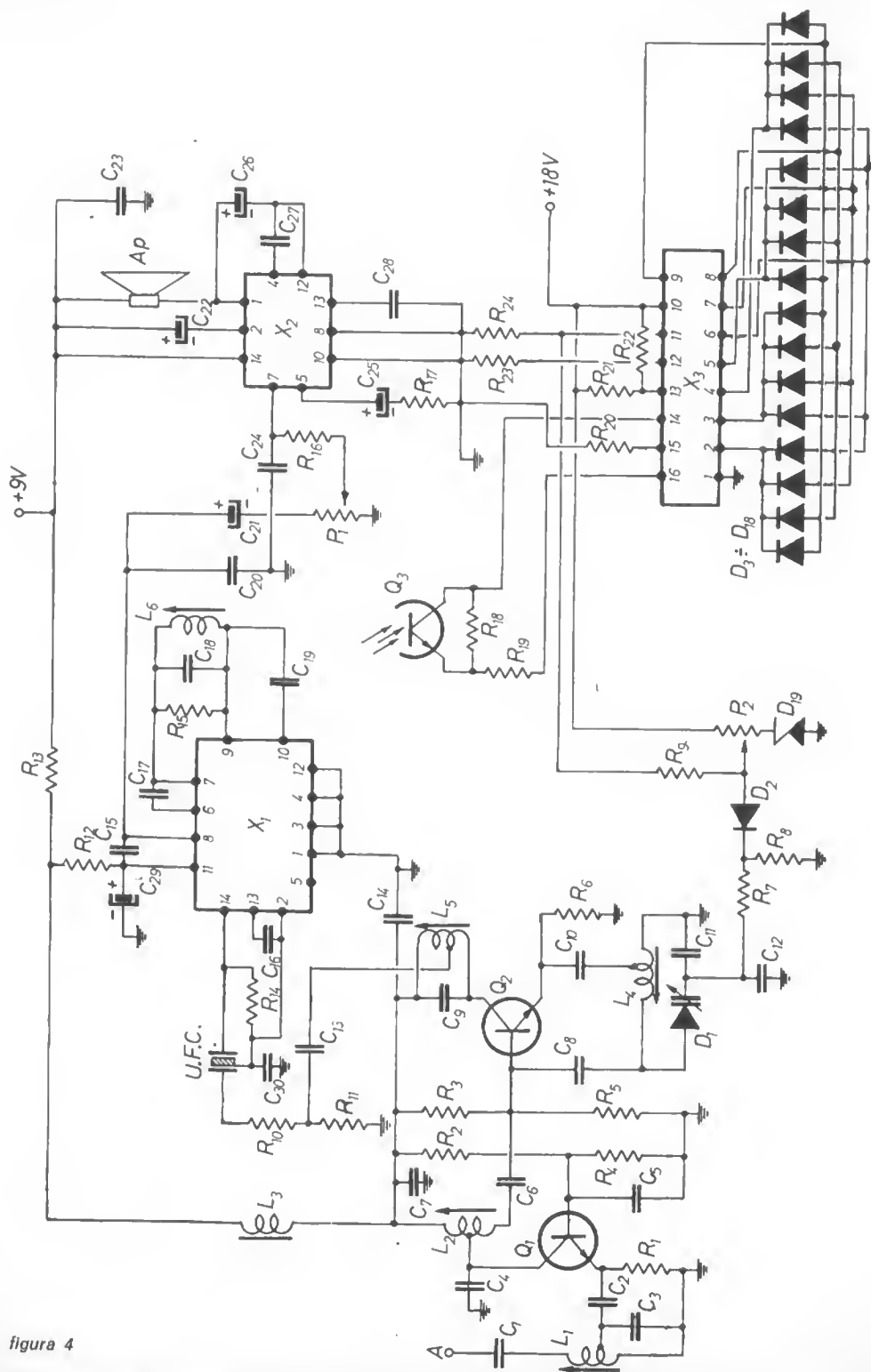
*Semiconduttori*

| | | | |
|---|---|---|---|
| $X_1$ | TBA120 | $D_1$ | vedi testo |
| $X_2$ | TBA820 | $D_2$ | 1N4148 |
| $X_3$ | UAA170 | $D_3 \div D_{18}$ | led, stesso colore |
| $Q_1$ | BF180 | $D_{19}$ | vedi testo |
| $Q_2$ | BF185 | | |
| $Q_3$ | vedi testo | | |

*Bobine*

| | |
|---|---|
| $L_1$ | 8 spire di filo di rame Ø 0,3 mm smaltato, con presa centrale, affiancate |
| $L_2$ | 5 spire di filo di rame stagnato Ø 0,9 mm, con presa centrale, lunghezza dell'avvolgimento 10 mm |
| $L_3$ | 0,1 mH (100 µH) |
| $L_4$ | 4,5 spire di filo di rame stagnato Ø 0,6 mm, lunghezza di 7 mm |
| $L_5 + C_9$ | filtro a 5,5 MHz, con presa praticata al centro |
| $L_6 + C_{18}$ | filtro come sopra, senza presa intermedia |
| $L_1$, $L_2$, $L_4$ | sono avvolte ognuna sul suo supporto, in materiale plastico da 4 mm di diametro interno, 5,5 esterno, con nucleo filettato MA, lungo 13 mm. |

*Varie*

*U.F.C. unità ceramica (vedi testo)*
*$P_1$ 10 kΩ*
*$P_2$ 5 kΩ*
*$A_p$ 4 ÷ 8 Ω*
*Batteria 2 × 9 V oppure 4 × 4,5 V*
*Interruttore (se non c'è in $P_1$!)*
*Laminato vetronita 1,6 mm; 35 micron rame*
*Zoccoli per integrato 14 pin (2)*
*Zoccoli per integrato 16 pin (1)*
*Viti, mobiletto plastica, minuterie*
*Eventualmente pulsante normalmente aperto: il pulsante normalmente aperto serve a escludere UAA170 e relativo circuito togliendo loro normalmente l'alimentazione tranne nei momenti in cui occorre verificare il punto di sintonia: economizza le batterie, che, quando quella da 9 V che fa tutto il lavoro, è esausta, possono essere scambiata fra di loro, prolungando di molto la vita al sat della medesime.*

Lo stadio di entrata, quindi, lavora in circuito base-comune; a questo precede un filtro passa-basso (e, a dire il vero, anche segue) per ridurre il livello di eventuali portanti fuori-banda FM.
Se fosse possibile, inoltre, utilizzare un circuito accordato, regolabile assieme a quello di oscillatore, nel circuito di collettore di $Q_1$, riusciremmo ad aumentare con poca spesa e un certo studio la sensibilità e la selettività, ma complicheremmo un po' la vita del progettista.
Il secondo stadio ($Q_2$), è un mixer selfoscillante. L'uscita è chiusa su un carico di 330 Ω, per il quale l'output dello stadio è dimensionato.
La tensione di alimentazione è stabilita per un corretto funzionamento, e le capacità distribuite nel transistore sono tali che la frequenza più alta che è possibile coprire si aggira intorno ai 110 MHz.
Se avete intenzione di alimentare il piccolino dalla rete, vi consiglio, per ridurre al massimo il ronzìo, che influisce poco positivamente sul varicap, specialmente come stabilità di sintonia, di utilizzare un 723 come regolatore, eventualmente asservito a un transistore tipo BD...
Per le stesse ragioni, datemi retta, acquistate un **buon** potenziometro di sintonia, esente da « crackle », o simili piacevolezze.
Nel caso non lo reperiste, provate, senza impegno, a porre tra il cursore di detto ($P_2$) e massa un condensatore da 1 μF.
Andrà probabilmente meglio, ma ci sarà una certa « isteresi » nella manovra di sintonia.
Non è un granché come Front-End, ma i suoi 15 dB di reiezione alla frequenza immagine riesce a scavarli, con una sensibilità attorno ai 10 μV per un rapporto segnale/rumore di 26 dB circa. La quantità di segnale che dall'oscillatore si riporta all'ingresso è inferiore a 1 mV.
Come vedete, niente di spettacolare, ma qualcosa di adeguato alle necessità prospettate nella premessa.

Terminata questa descrizione, non senza raccomandarvi — se userete l'apparato in posto fisso — l'uso di una decente antenna esterna, passiamo ora al pannello successivo: **lo stadio FI + rivelazione.**
Niente di spettacolare, di nuovo, ma un dignitoso amplificatore FI, con limitazione, e un rivelatore in quadratura di fase. Il tutto attorno a un TBA120 o equivalente (tra i 76660, i TAA611, ecc. ormai ce ne sono più d'uno), senza nemmeno lo straccio di un transistore FI per salvare la faccia.
Però, però, a salvare la faccia, qualcosa di... beh, non proprio nuovo, ma interessante, c'è: un filtro Murata da 5,5 MHz all'ingresso, che dà una mano non trascurabile nello stabilire un parametro da valutare positivamente nell'economia generale di questo progetto: la selettività.

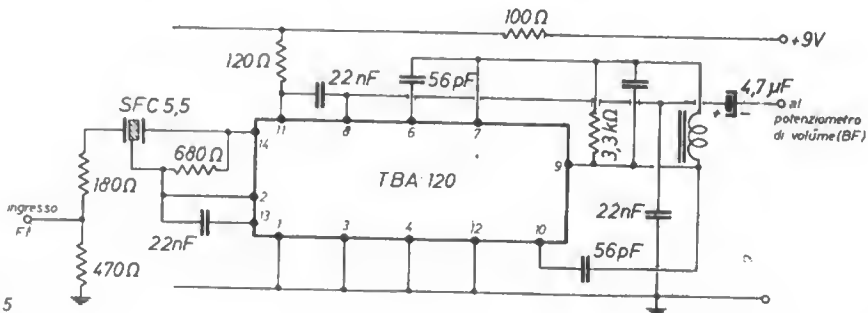
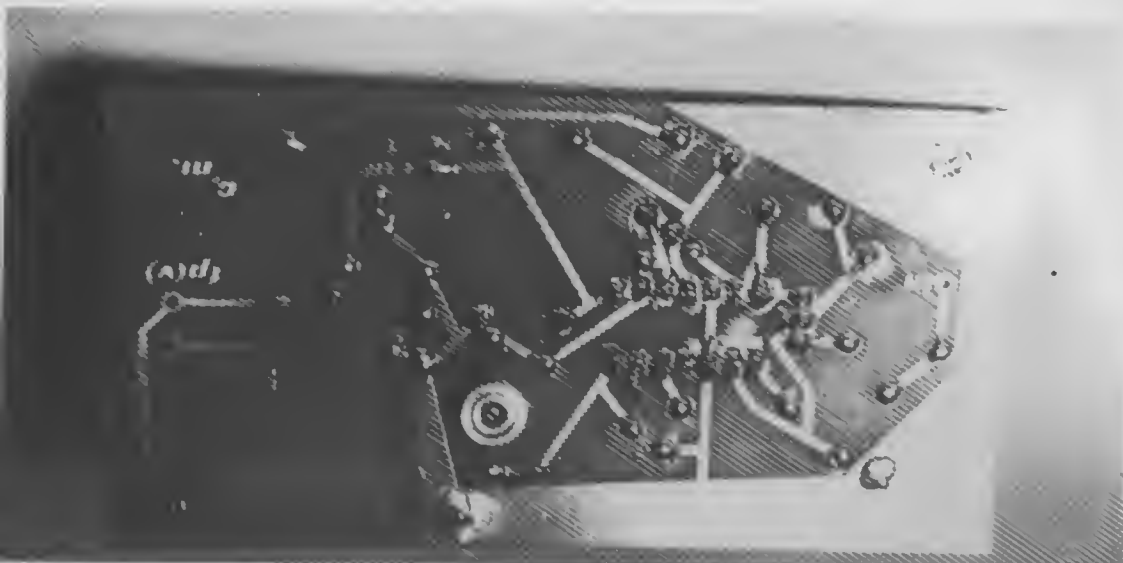
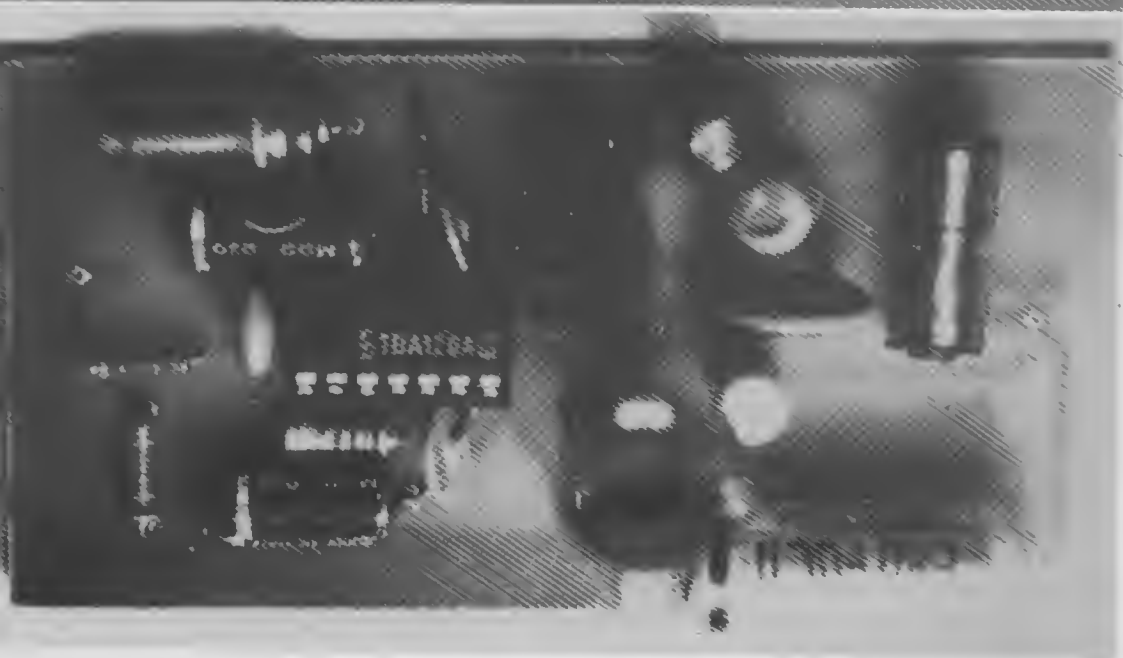



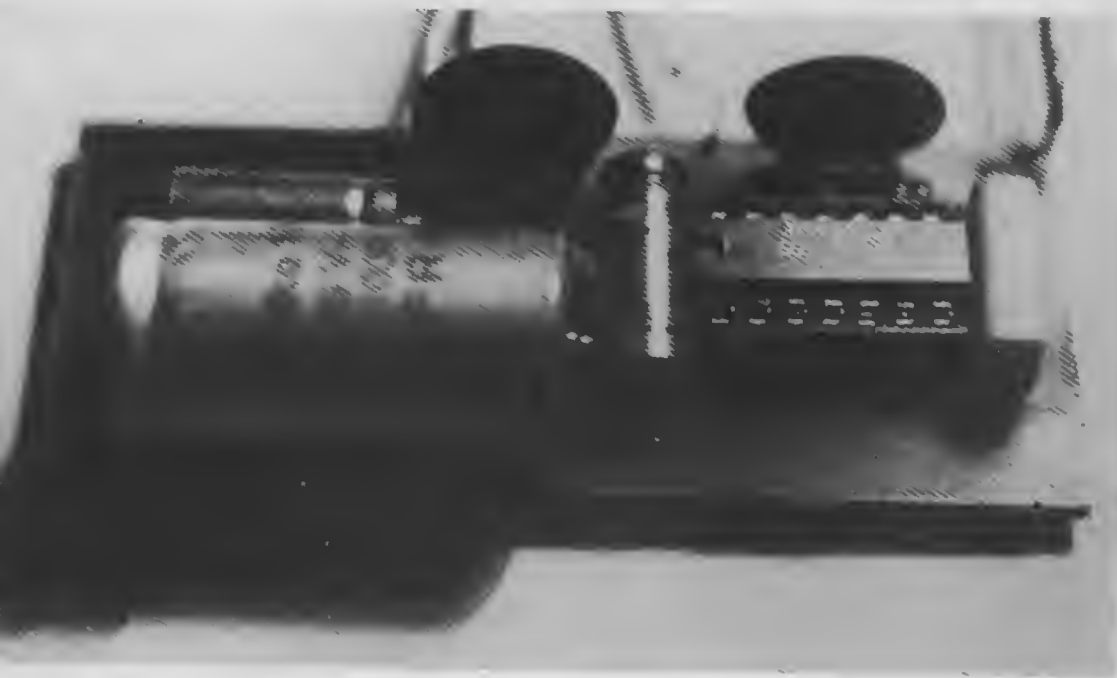
*figura 5*

*Schema FI.*

*Pannello FI (+ rivelatore!), lato componenti (sopra) e lato rame (sotto).*

---

Un'altra nota riguarda la media frequenza che ho scelto: perché 5,5 MHz? Beh, diremo, avevo un filtro di quella frequenza, che non mi costava niente, le bobine alla stessa frequenza sono facilmente reperibili, anche di recupero da un vecchio televisore, la frequenza immagine non preoccupa molto, se non si ha la disdetta di avere una porzione di gamma in cui le emittenti distano tra loro di 11 MHz, laonde...

Altro? no?
Passiamo allora all'ultimo stadio: **la bassa frequenza.**

*Pannello BF.*

Questa forma di ulteriore pannellino (questa dei pannellini separati è la trovata del secolo! Non come tecnica, certamente, ma come gioco di società! avete mai provato a connetterli? si accettano scommesse!!!).

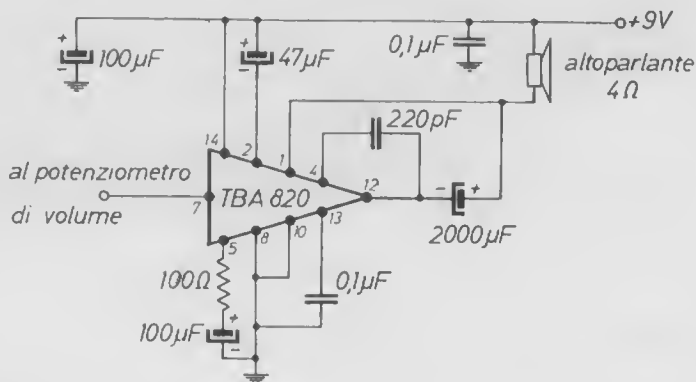



*figura 6*

*Schema della BF.*

Classica, ormai, nella misura in cui il progresso permette di definire classico uno stadio BF completo integrato in un semplice 14 pin, che non necessita nemmanco di alette di raffreddamento, se fatto « lavorare » giudiziosamente.

Ritorniamo però, ora, un solo attimo, al « Front-End ».
L'oscillatore, mi fa rilevare il mio secondo Lettore, non l'ho mica descritto. Ebbè, l'ho lasciato per ultimo per far restare col fiato sospeso i due amici che si sono meravigliati a sentirmi citare il « potenziometro di sintonia ». In effetti, ecco che questa dizione, quanto mai impropria, può entrare, di straforo, come l'equivalente di « manopola di sintonia ».
Perché? Ma perché a far la parte di « organo di sintonia » è il varicap, che determina la frequenza di risonanza del circuito $D_1/C_{11}/L_4$, ma la sua capacità è variata tramite la tensione inversa portatagli dal famoso potenziometro! ✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲

# SSTV Camera Converter

**Durante il 1976 ho impostato su cq elettronica il « PROGETTO ATV » che ho svolto però solo in parte in quanto in questi due ultimi anni ho dovuto affrontare e risolvere alcuni grossi problemi.**
**In questo programma mi rimaneva da completare la « VIDICON MINICAMERA » MERCURY nella versione SSTV, cosa che farò in questo articolo, e la parte trasmittente di una stazione ATV. Per quanto riguarda questo secondo problema non sono ancora soddisfatto di quanto ottenuto. Con maggiore tempo a disposizione lo rivedrò, farò nuove prove e, se otterrò dei risultati soddisfacenti, descriverò questo trasmettitore ATV prossimamente.**

*I4LCF, Franco Fanti*

Quando presentai la minicamera Mercury su **cq elettronica** 6/'77 la descrissi come una « vidicon minicamera ATV/SSTV » e ciò perché essa era già programmata anche per la versione Slow Scan.
Il circuito da ATV a SSTV era già allora in funzione ma i risultati non erano ancora soddisfacenti per cui in questo periodo esso è stato rivisto e attualmente le sue prestazioni sono più che soddisfacenti.
Debbo però aggiungere che se esso è stato preparato appositamente per la Mercury, e lo descriverò facendo riferimento ad essa così come il circuito stampato è specifico per questa telecamera, tuttavia questo schema può essere utilizzato anche per qualsiasi altra telecamera anche se è ovvio che bisognerà fare qualche lavoro di adattamento.

## FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO

Come si può vedere dalla figura 1, in cui sono rappresentati un raster Fast Scan e uno Slow Scan, la prima cosa che si può notare è il diverso rapporto delle immagini. Rapporto che è di 1 : 1 nella Slow e di 4 : 3 nella Fast.

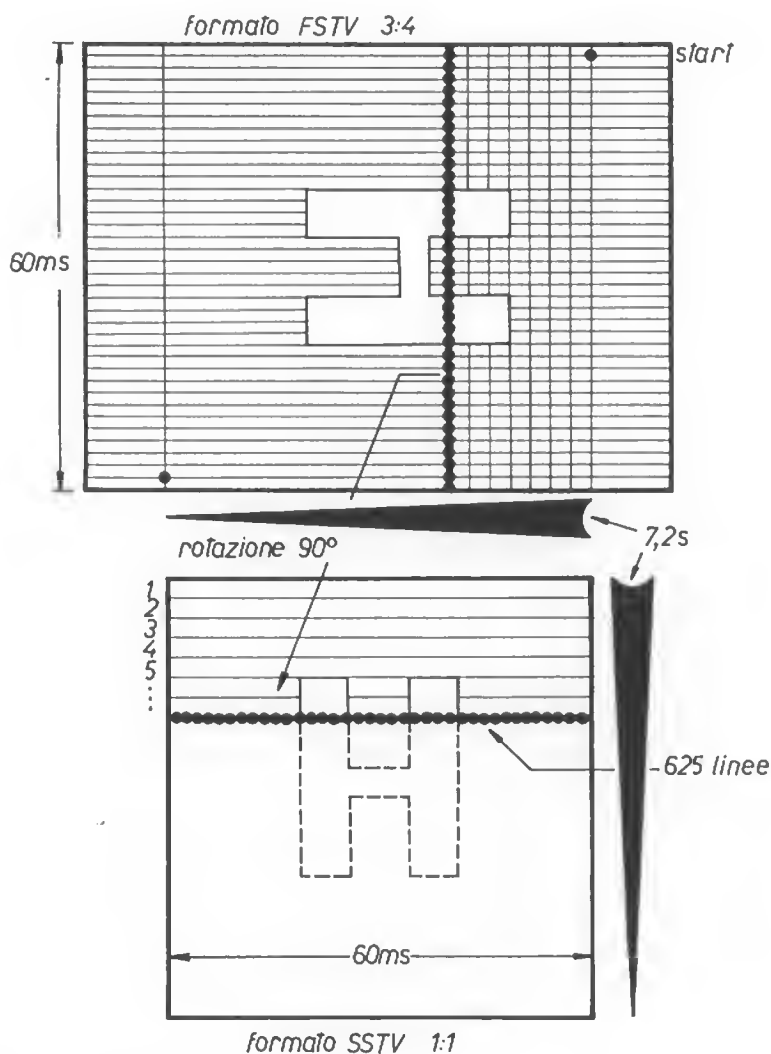



*figura 1*

*Confronto tra un raster Fast Scan e uno Slow Scan.*

---

La seconda cosa che colpisce è la formazione delle immagini SSTV ricavata da una immagine Fast che avviene per linee verticali per cui durante la ripresa SSTV è necessario ruotare la camera di 90° in senso contrario alle lancette dell'orologio e ovviamente lungo l'asse dell'obiettivo.
Per meglio cercare di chiarire il metodo usato per effettuare questa trasformazione si faccia riferimento alla figura 1.

In essa si può anzitutto vedere che il tempo della scansione di quadro della telecamera è di 60 ms che costituiscono anche il tempo di riga della Slow Scan. .
In conseguenza di ciò si è pensato di campionare le 625 righe della Fast e di comporre questi campionamenti in modo da formare la riga di Slow.
Ciò vuol dire che mettendo uno di fianco all'altro 625 campionamenti si può formare una riga di Slow.
Ora, rifacendoci sempre alla figura 1, si può vedere che per comporre una immagine Slow partendo da una immagine Fast con tempi di quadro di 60 ms è sufficiente comporre 120 righe con 625 campionamenti della immagine Fast per una durata di 7,2 sec.
E' da rilevare ancora che la scansione avviene per righe verticali, come si è già detto, e da destra verso sinistra. Questa è la ragione per la quale si deve girare la telecamera lungo l'asse dell'obiettivo.

## SCHEMA ELETTRICO

Vediamo ora un poco più dettagliatamente il meccanismo dal punto di vista circuitale e a tale scopo ci è di aiuto la figura 2.

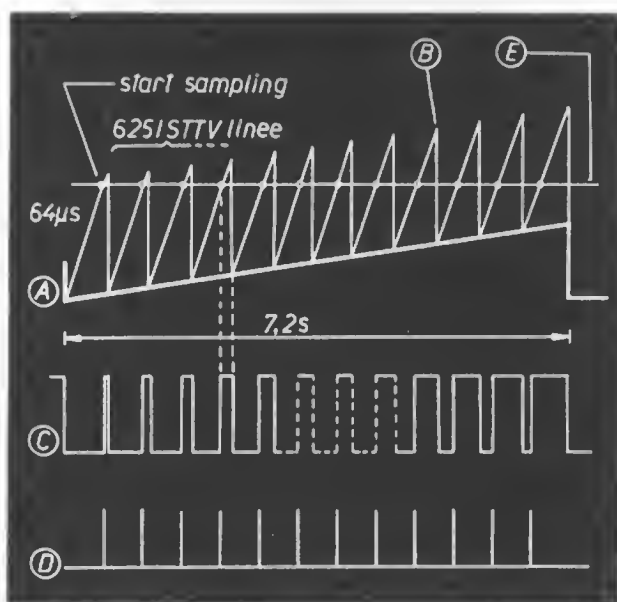
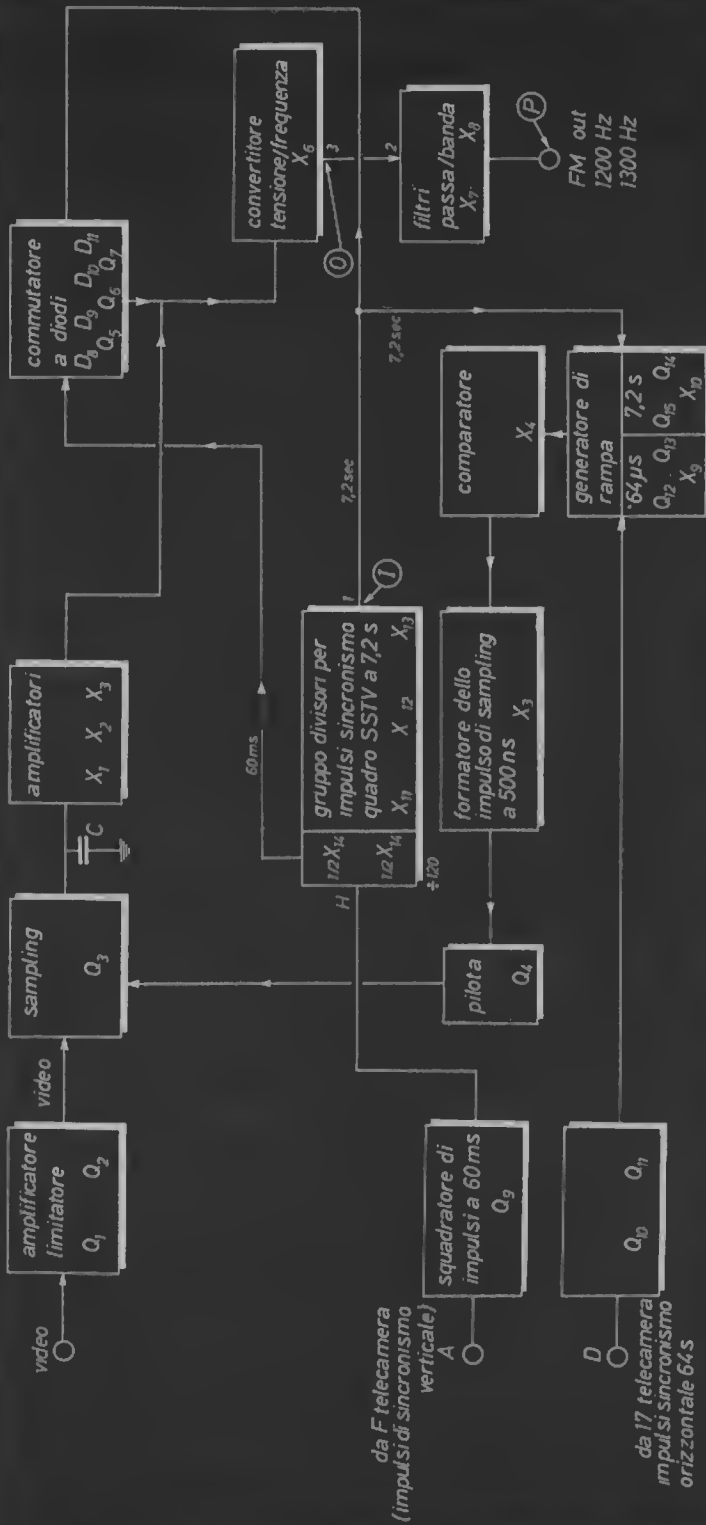



*figura 2*

Qui si vede, nella parte superiore, il dente di sega da 7,2 sec che costituisce il quadro SSTV e un dente di sega sovrapposto da 64 µs.
Per meglio chiarire questa figura si deve pensare che i denti di sega da 64 µs vengono traslati verso l'alto dalle variazioni di tensione del dente di sega a 7,2 sec.
Il comparatore $X_4$, di figura 3, ci fornirà al punto 9 degli impulsi di durata variabile che sono funzione della tensione di riferimento dell'integrato comparatore.
Prendiamo ora in esame la figura 3.
Il segnale video, secondo lo standard CCR, proveniente dalla telecamera è immesso nel circuito limitatore-amplificatore costituito da $Q_1$ e da $Q_2$.

*Schema a blocchi utile per meglio seguire lo schema elettrico di figura 3.*

video in
270Ω
2,2µF
180Ω
150Ω
2N708
Q1
D1 1N914
33µF
100Ω
820Ω
1,8kΩ
1kΩ
2N708
Q2
(BC177)
2N2907
Q3
220pF
1kΩ
4,7kΩ
2N708
Q4
3,3kΩ
741
X1
+12V
-12V
+12V
2,2kΩ
1kΩ
2,2kΩ
-12V
12kΩ
12kΩ
12kΩ
741
X2
+12V
-12V
Q5
BC177
10kΩ
Q6
-12V
680Ω
12kΩ
D4
D5
2x1N914
390pF
+5V
74121
X3
da F telecamera
12kΩ
15kΩ
Q9
BC107
+5V
2,2kΩ
+5V
3,3kΩ
1N914
D3
4,7µF
1/2 74123
X14
-12V
12kΩ
4,7kΩ
12kΩ
+12V
6,2V 400mW
560Ω
50kΩ
710
X4
+12V
3,3MΩ
+5V
15kΩ
3,9kΩ
2,2kΩ
3,9kΩ
100pF
2,2kΩ
da 17 telecamera
BC107
Q10
BC107
Q11
22kΩ
100kΩ
10kΩ
100kΩ
22kΩ
-12V
150kΩ
X9
LM301
-1V
10pF
3,3MΩ
2,2nF
Q12
BC107
3,9kΩ
12kΩ
BC177
Q13
12kΩ
60ms
X15
7812UC
+14÷18V
0,33µF
0,1µF
250mA
70mA
+12V
X16
L129
180mA
+5V
0,1µF
4,7kΩ
0V
741
X17
10µF
0V
4,7kΩ
0,1µF
Q16
2N2904
38mA
-14÷18V
-12V
+5V
7493
X11
+5V
7493
10V 4ms 60ms
5V 4ms 60ms
5V 4µs 64µs
10V 10µs 64µs
2µs
5V 2µs 64µs
64µs ripet. 5V 0,5µs
60ms ripet. 5V 5ms
72s ripet. 5V 70ms
10V 64µs
10V

figura 3

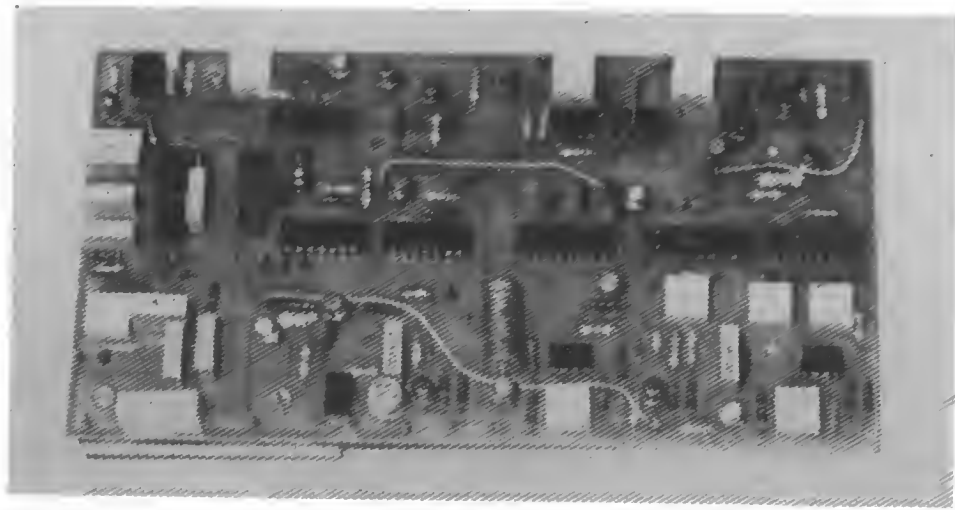
Circuito elettrico.

Poi, dopo il transistore $Q_3$, viene eseguita una campionatura con la capacità « C ». Il segnale così elaborato viene amplificato dall'integrato $X_1$ e successivamente invertito di polarità dall'integrato $X_2$.
I diodi $D_4$ e $D_5$, che sono posti alla uscita di $X_2$, servono per limitare il valore dei segnali in uscita a 0,6 V.
Il successivo integrato $X_5$ adatta il valore della tensione continua compionata all'ingresso dell'integrato $X_6$ convertitore tensione-frequenza $X_6$.
All'ingresso dell'integrato $X_5$ pervengono anche i segnali di sincronismo dal commutatore a diodi $D_8$, $D_9$, $D_{10}$, $D_{11}$ i quali hanno la funzione di bloccare il segnale video in presenza di segnali di sincronismo e viceversa. Tutto ciò per evitare la somma delle due tensioni che andrebbe a falsare la frequenza di uscita del convertitore $X_6$.
In tal modo si ottiene che la frequenza in uscita del convertitore, in presenza dei segnali di sincronismo, è estremamente precisa.
Come ulteriore conseguenza abbiamo che in presenza dei segnali di sincronismo, secondo lo standard SSTV, la frequenza in uscita di $X_6$ sia sempre esattamente di 1.200 Hz.
Sull'integrato $X_6$ il potenziometro da 10 kΩ serve appunto per regolare la frequenza di uscita dei segnali di sincronismo.
I segnali alla uscita di $X_6$, a frequenza variabile, in funzione della variazione dei segnali continui in ingresso, sono a forma d'onda quadra.
Questo segnale deve essere filtrato affinché in uscita si abbia una forma d'onda sinusoidale e tale funzione è realizzata dal filtro passa-banda composto dagli integrati $X_7$ e $X_8$.
Questa funzione è necessaria perché il segnale deve essere immesso all'ingresso microfonico del trasmettitore.
La banda passante del filtro è da 1.100 Hz a 2.500 Hz.
Il potenziometro da 50 kΩ, posto alla uscita del filtro passa-banda, regola il valore della tensione di uscita del filtro da 200 mV a 1 V.
Nel punto (A) i segnali di sincronismo di quadro della telecamera di 60 ms, disaccoppiati dal transistore $Q_9$, entrano nel formatore $X_{14}$ per essere inviati successivamente al divisore di frequenza $X_{11}$ e $X_{12}$.
Essi effettuano complessivamente una divisione per 120 in modo da avere in uscita degli impulsi ogni 7,2 sec che sono gli impulsi di sincronismo di quadro della Slow Scan.
A questo punto abbiamo ricostruito gli impulsi di riga (60 ms) e gli impulsi di quadro (7,2 sec).
Sempre dal formatore di impulsi $X_{14}$, punto A, sono anche derivati gli impulsi di sincronismo (sempre a 60 ms) che vengono utilizzati per il commutatore dei sincronismi a diodi.
Dall'uscita dell'integrato $X_{12}$ possono essere prelevati sia i segnali di sincronismo della durata di un quadro (7,2 sec) che i segnali di sincronismo a 3,6 sec per permettere la ripetizione più rapida del quadro, esattamente la metà.
L'integrato $X_{13}$, formatore d'impulsi, dà la esatta forma e durata all'impulso di quadro SSTV.
L'uscita di $X_{13}$ viene inviata ancora al commutatore dei sincronismi a diodi ($D_8$, $D_9$, $D_{10}$, $D_{11}$).
Al punto (D) sono collegati i segnali di sincronismo di riga della telecamera provenienti dal punto 17 della Mercury.
I transistori $Q_{10}$ e $Q_{11}$ hanno la funzione di formare, secondo l'esigenza, gli impulsi di sincronismo che vengono poi inviati all'ingresso del transistore $Q_{13}$ il quale pilota un generatore di rampa costituito da $Q_{12}$ e $X_9$.
Dalla uscita di $X_{13}$ gli impulsi di quadro di 7,2 sec sono inviati alla base di

$Q_{15}$ che pilota un secondo generatore di denti di sega da 7,2 sec formato dal transistore $Q_{14}$ e dall'integrato $X_{10}$.
Le due rampe da 64 μs e da 7,2 sec, che noi troviamo all'uscita di $X_9$ e di $X_{10}$, vengono sommate e inserite all'ingresso del comparatore $X_4$.
Alla uscita del comparatore si ha una serie di impulsi di durata variabile che va all'ingresso del formatore di impulsi $X_3$.
Fissato un livello di tensione al comparatore (punto A) la durata degli impulsi è determinata dal tempo in cui viene intersecato detto riferimento dai picchi di dente di sega a 64 μs.
Ora, volendo dare un ulteriore chiarimento al funzionamento del comparatore ritornerei nuovamente alla figura 2.
Nella forma d'onda quadra, grafico C, si vede come a ogni punto di intersezione corrisponda un punto di trigger in salita e corrispondentemente in discesa.

*Il circuito stampato del sampling installato nella telecamera Mercury.*

La durata dell'impulso è via via crescente all'aumentare della somma dei due denti di sega da 64 μs e da 7,2 sec.
Nell'ultima figura D appaiono i vari impulsi che sono formati dall'integrato $X_3$ e che hanno la durata prefissata di 450 ns e una ripetizizone che è funzione dei fronti d'onda positivi inviati dal comparatore $X_4$.

L'integrato $X_3$ forma gli impulsi da 450 ns e comanda il transistore $Q_4$ per il giusto pilotaggio del transistore di campionamento $Q_3$.
Nel punto (A) vanno collegati i segnali di sincronismo verticale prelevati dal punto (F) della telecamera.
A questo proposito è da rilevare inoltre che gli impulsi di sincronismo verticale della telecamera, che hanno un periodo di 20 ms, sono stati divisi per tre e ciò introducendo degli opportuni valori di condensataori sul generatore di sincronismo di quadro della telecamera in modo da ottenere dei segnali di sincronismo da 60 ms.

*Il circuito sampling.*

Pertanto, da una telecamera Fast Scan si presentava al progettista del circuito di sampling il problema di avere qualche elemento in comune tra lo standard TV e quello SSTV.
L'elemento in comune è costituito dal fatto che entrambi sono allacciati alla rete a 50 Hz.
Nel primo caso (TV) gli impulsi di quadro hanno un periodo di 20 ms mentre nel secondo caso (SSTV) il periodo di riga è di tre volte il valore del periodo di rete (60 ms).
Era quindi necessario trovare una soluzione che tenesse conto di questi elementi comuni ai due sistemi.

## MESSA A PUNTO

Anzitutto, terminata la costruzione e ricontrollata la disposizione dei componenti, senza gli integrati da $X_1$ a $X_{14}$, si procederà all'esame della alimentazione.
Attenzione: l'alimentazione del sampling deve fornire + 15 ÷ + 18 V con 400 mA e — 15 ÷ — 18 con 50 mA.
Mediante un tester controllare se nei punti di alimentazione, rispetto allo zero sono presenti i + 15 e i — 15 V.
Poi controllare l'uscita dell'alimentatore stabilizzato e vedere se sono presenti + 12 V, — 12 V e + 5 V, sempre rispetto allo zero.

Terminato positivamente questo controllo si caletteranno gli integrati da $X_1$ a $X_{14}$ nei rispettivi zoccoli.
Volendo ora controllare l'assorbimento si dovrebbero avere approssimativamente queste letture: a + 15 V, 350 mA e a — 15 V, 38 mA.
Provvedere ora all'allacciamento dei segnali di sincronismo della telecamera ai punti (A) da F telecamera e (D) da 17 telecamera. Si fa presente che per la taratura di questo circuito è indispensabile un oscilloscopio di medie prestazioni, sul quale si possono controllare le forme d'onda presenti nei vari punti del circuito e riportate alla base della figura 3.
Il primo controllo che si effettuerà con l'oscilloscopio sarà quello di vedere se nei rispettivi punti del circuito sono presenti le forme d'onda indicate con le lettere (A) e (D). Nel punto (B) si dovrà ovviamente avere la stessa figura di (A) ma invertita. Vedere poi all'ingresso del primo divisore ($X_{11}$), piedino 14, se sono presenti impulsi aventi un periodo di 60 ms.
Nel successivo integrato ($X_{12}$), piedino 8, il segnale è stato complessivamente diviso per 120 per cui si avrà una commutazione ogni 7,2 sec.
Quindi sul piedino 1 dell'integrato $X_{13}$ si dovrà vedere nell'oscilloscopio un impulso avente una durata di 70 ms circa, con ripetizione di 7,2 sec, e forma d'onda come si vede nella (I).
Verificare ora che al punto (D) siano presenti gli impulsi di sincronismo di riga corrispondenti alla forma (D) e che siano di 64 µs e aventi una durata di 10 µs.
In (E) e (F) le forme d'onda sono quelle indicate nei relativi riquadri e vanno controllate.
Si passerà ora all'esame delle due rampe a 7,2 sec e a 64 µs che possiamo vedere nei punti (M) e (L), e che ovviamente dovranno essere equivalenti a quelle riprodotte nei corrispondenti riquadri.
A questo punto dovranno essere regolati i due trimmer da 10 kΩ in modo tale che non si abbia una « tosatura » sul picco della rampa.
Su (N), piedino 4 dell'integrato $X_4$, si dovrebbe vedere una forma d'onda la cui larghezza si va progressivamente dilatando fino a occupare l'intero spazio fra i due impulsi e questo in un tempo di 7,2 sec come si è cercato di indicare con il tratteggio indicato nella forma del riquadro (N).
La totale copertura dello spazio tra i due impulsi può essere ottenuta regolando i trimmer da 2,2 kΩ mentre con il trimmer da 50 kΩ, posto su $X_4$, si regola lá posizione della copertura.
Sul piedino 6 dell'integrato $X_3$, dopo le suddette regolazioni, si avranno gli impulsi di sampling come indicato nel riquadro (G) la cui ampiezza non deve essere superiore a 500 ns con ripetizione di 64 µs.
Attenzione: questi impulsi dovranno essere estremamente stabili e non dovranno anche avere, o comunque avere in misura estremamente ridotta, uno spegnimento sulla base dell'impulso.
Fatto ciò, con l'oscilloscopio su (P), ed eventualmente regolando il trimmer da 10 kΩ posto sul piedino 6 dell'integrato $X_6$, dovremmo vedere gli impulsi di sincronismo la cui frequenza della portante deve essere di 1.200 Hz.
Invece di questo controllo, nel caso si possedesse un monitor, si può vedere in esso se sono già presenti gli impulsi di sincronismo.
Con il trimmer da 50 kΩ si può regolare l'ampiezza del segnale in uscita.
Dopo questa serie di regolazioni e controlli si può finalmente inserire il segnale video all'ingresso del sampling.
Più che dare valori di riferimento sui segnali si consiglia quanto segue.
Sempre con il monitor collegato, regolare i trimmer da 1 kΩ posti uno sulla base di $Q_2$ e uno sull'ingresso di $X_2$.

Il primo trimmer regola l'ingresso del segnale e ne determina l'ampiezza, mentre il secondo ne determina il contrasto.
Con essi dovremo ottenere per tentativi la migliore immagine possibile.
Questo modo di procedere è un poco grossolano ma si ritiene che possa dare ottimi risultati anche perché utilizzando l'oscilloscopio è assai problematico dare dei riferimenti precisi di tensione su segnale video.
Siamo così giunti al termine della messa a punto ma vorrei ancora rammentare che queste procedure dovranno essere collegate a una buona comprensione del funzionamento dell'intero circuito per cui suggerirei, prima di effettuare la messa a punto, di rileggerle qualche volta per avere le idee molto chiare.
Prima di concludere, vorrei anche aggiungere che, sebbene il circuito non sia estremamente complicato, richiede ovviamente qualche conoscenza di radiotecnica e buone capacità costruttive. *****************

# Collezione di circuiti

## per effetti strumentali

*Alberto Panicieri*

Il veloce evolversi delle abitudini e della moda ha relativamente diradato l'interesse delle generazioni più giovani per gli strumenti musicali elettrici, che fino a cinque anni fa erano argomento di conversazione fra i più favoriti in certi ambienti giovanili.
Poi l'evoluzione dei generi musicali, la sempre maggior sofisticazione tecnica e preparazione artistica richiesta alle formazioni, insieme col rarefarsi delle possibilità di inserimento per i nuovi arrivati causato dal diffondersi delle discoteche (fenomeno iniziato ancor prima dei cinque anni sopra citati) hanno via via professionalizzato sempre più l'attività dei gruppi musicali; la realizzazione da parte del dilettante di attrezzature elettroniche ha perso molto interesse, e non compaiono più sulle riviste tecniche miriadi di **semplici effetti per chitarre, alimentazione piletta da 9 V, costo L. 5.000.**
Eppure ritengo interessante andare a rivedere come veniva risolto da parte di coloro che non disponevano di mezzi economici sovrabbondanti, vale a dire la maggior parte di chi si dedicava alla musica « moderna », il problema degli **effetti.**
Occorre tenere presente che le attrezzature principali come strumenti, batterie, amplificatori, microfoni, venivano quasi sempre noleggiati sino a quando non si riusciva a mettere insieme suonando e attingendo a proventi vari (questa attività era praticata quasi sempre da studenti degli ultimi anni delle superiori e dei primi anni dell'Università) la somma sufficiente per l'acquisto; spesso veniva accordato il pagamento rateale; ma un oggettino come un distorsore bisognava comperarlo e costava, già dieci anni fa, dalle 15 alle 40 mila lire; inoltre occorre tener presente che, mentre un amplificatore è un amplificatore e basta, più o meno buono ma sempre amplificatore è, gli effetti erano famosi per funzionare bene o male o niente a seconda dello strumento o dell'amplificatore cui erano affidati, e questo è comprensibile, se si considera che il livello medio di segnale emesso da una chitarra può variare da pochi millivolt a qualche centinaio di millivolt, per fare un esempio; e i cari apparecchietti brillavano sovente per l'assenza di regolazioni.

## piletta 9 V, costo L. 5.000

V'erano due sistemi per risolvere il problema:
a) Comprare un aggeggio, provarlo, scoprire che è balordo, nonostante esserci rapinati l'uno con l'altro per reperire i soldi per pagarlo, cercare di scambiarlo con un apparecchio similare di qualche collega (specie nelle città piccole era facile conoscerne parecchi) anche lui scontento per vedere se lo scambio migliorava la situazione, e rendersi conto questo metodo provacava alla lunga esaurimenti nervosi. Qualcuno potrebbe suggerire che si poteva provare il marchingegno presso il venditore prima di acquistarlo, rispondo che per sottili motivazioni psicologiche la prova presso il venditore traeva fortemente in inganno.
b) Dare la caccia a qualcuno colpito di recente dal male di Ebers-Moll che si stava diffondendo a forte velocità, direi con legge quadratica, e pregarlo di realizzare un apparecchietto economico e su misura, ecc. Qualche volta il cacciato, intuendo a cosa andava incontro, rifiutava, ma spesso non poteva, a causa di vincoli di amicizia che lo legavano a qualche componente della formazione, o addirittura perché ne faceva parte lui stesso, magari come tecnico (si fa per dire) del suono.
Una volta su dieci ne saltava fuori un oggettino pregevole, più spesso una faccenda non dissimile dalle balordaggini in commercio, che costava poco in materiali, sudore lacrime e sangue allo sperimentatore. Tenere presente che gli apparecchietti in vendita avevano un prezzo alto non perché complicati, ma perché solo esclusivamente di produzione estera (U.S.A. o Inghilterra) oppure, se italiana, artigianale o quasi tale.
Segue la presentazione di alcuni di quegli schemi, per lo più scopiazzati, che incontravano i maggiori favori.

## Effetto papera

L'effetto papera, o wah-wah, e la sua naturale evoluzione, il « cry-baby » (piangi, bimbo) non sono altro che una specie di filtro di banda regolato da un potenziometro a pedale, la cosa più noiosa è realizzare il meccanismo, io ci sono riuscito, ma poi si è rotto subito.

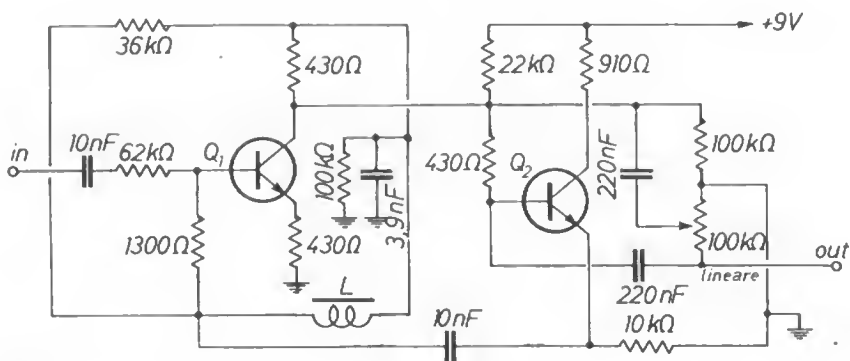



*figura 1*

*$Q_1$, $Q_2$ 2N5232; la sostituzione, nell'ordine, può essere tentata con i seguenti tipi:. BC114 BC414 BC209B BC209C*

*P è comandato dal pedale*
*L è costituita da un avvolgimento di filo Ø 0,15 mm su un nucleo a olla (chiuso) largo 13 mm; avvolgete tante spire quante ce ne stanno, e ricordate che questo è un componente critico.*

In figura 1 un classico schema inglese, per l'induttanza fare molti tentativi e impregnarla poi di vernice come fosse un trasformatore; in figura 2 un vecchissimo schema americano, molto semplice, un transistor è retroazionato tramite una rete RC, R variabile, variando R si varia la banda.

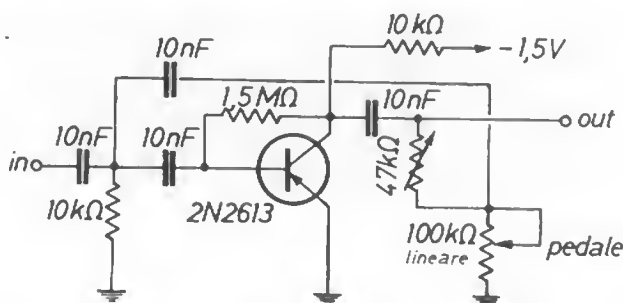



*figura 2*

*2N2613 è un vecchio transistor al germanio; provare BC206B.*

---

Un incredibile pregio di questo circuito è l'alimentazione con pila al mercurio da 1,5 V, durata illimitata; per questo motivo la sostituzione del transistor Ge 2N2613 con uno al silicio senza introdurre modifiche è poco probabile, anche se indicata in figura; comunque vecchi transistori al germanio che potrebbero andare bene sono AC126 e AF171.
Entrambi i circuiti si inseriscono direttamente tra il captatore e l'amplificatore.

## Distorsori e acutizzatori

C'era una volta, attorno al 1967, un tale ignoto, non privo di una certa vena umoristica, che scriveva talora su **cq**, occupandosi di svariati argomenti, ricordo che una volta propose una cosa allucinante, la costruzione di un registratore, parte meccanica compresa, di cui allegava i disegni.
Questo tale si occupò anche dell'argomento che stiamo trattando, sempre al coperto di uno pseudonimo, perché il suo vero nome lo teneva nascosto e si firmava « Transistus ». Tentai in vari modi di sapere chi era o perlomeno di entrare in contatto con lui, ma niente da fare.
Volevo chiedergli chiarimenti in merito a un suo schema di distorsore, molto simile a quello di figura 3; io allora ero molto ignorante.

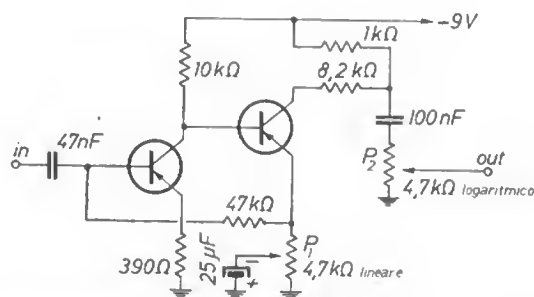



*figura 3*

*I transistori sono AC126, Germanio, $h_{FE} > 100$, $F_b$ 4 dB.*
*$P_1$ regola la distorsione, $P_2$ il volume.*

Il fatto è che non funzionava; il segnale lo attraversava senza subire alcuna apprezzabile alterazione, almeno stando all'orecchio; eppure il misterioso Transistus riportava nell'articolo alcuni oscillogrammi, di cui vi riproduco i più significativi, oltremodo convincenti:

Che fosse un emerito imbroglione? Formalmente no, la colpa era mia, che non avevo sufficiente preparazione per prestare attenzione a una frase, che diceva che tale forma d'onda in uscita veniva ottenuta con in ingresso un segnale di 500 mV. Questo però era in aperta contraddizione colla concezione di distorsore, vale a dire di strumento atto ad essere inserito direttamente tra chitarra e amplificatore, visto che nessuna chitarra riesce a buttar fuori mezzo volt!

*Impiegai molto tempo a rendermi conto di questo, anche perché nel frattempo stavano comparendo in giro su altre riviste, in scatole di montaggio, decine di schemi praticamente identici a quello, tutti non idonei al funzionamento corretto, ma molto idonei a trarre in inganno me; furono giorni tristi, maledissi Transistus, me stesso, il virus di Ebers-Moll che aveva attaccato anche me, l'elettronica, il mondo intero in generale e i semiconduttori in particolare, perché dopo tutto ricordavo che i miei due primi montaggi, due apparecchiature a valvole, avevano funzionato benissimo.*

Ma poi compresi. E aggiunsi il preamplificatore, vedi figura 4. Se non riuscite a trovare i transistori indicati usate pure quelli più comuni; un ottimo transistor PNP, da impiegarsi pertanto con positivo a massa, sarebbe anche il 2N3964.

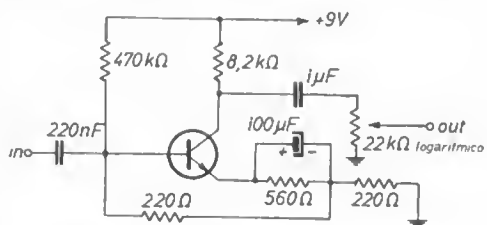



*figura 4*

*Per invertire polarità della pila sostituire il transistor con un PNP e girare anche l'elettrolitico.*
*Transistor consigliati:*
*BCY58 con negativo pila a massa;*
*BCY78 con positivo pila a massa.*

---

In figura 5 c'è invece un preamplificatore che guadagna senz'altro meno di quello di figura 4, però esalta gli acuti, con la classica pendenza di 6 dB/ot-

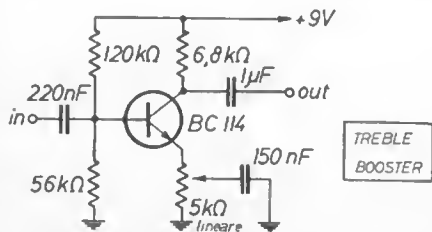



*figura 5*

tava, che oltre ad essere la porzione di segnale che ci interessava di più, sono anche meno alterati dei bassi dai circuiti delle figure 3 e 6, che, comprendendo un rudimentale stadio integratore, sono appunto circuiti dal comportamento legato alla frequenza. A proposito, il circuito di figura 6 è un semplice ammodernamento di quello di figura 3, e ha il pregio di avere un soffio di fondo più basso.

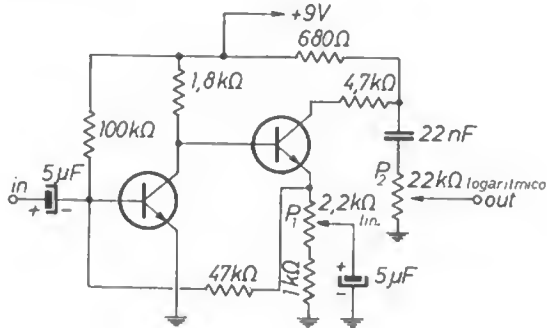



*figura 6*

*Transistori: qualunque tipo per BF, in particolare:*

*BC113, 413;*
*BC108, 208, 528, 148;*
*BC173.*

*$P_1$ regola la distorsione, $P_2$ il volume.*

---

Qualcuno propose anche, come circuito base per distorsori, addirittura il trigger di Schmitt, come in figura 7; occorre anche qui una solida preamplificazione, l'uscita è un'onda quadra a livello costante, sempre uguale qualunque sia il livello e/o la frequenza del segnale in ingresso, un suono piuttosto piatto, quindi, ma molto pulito e privo di rumori sgradevoli; un distorsore così concepito presenta anche meno marcata degli altri tipi la tendenza a oscillare insieme allo strumento attaccato al suo ingresso.

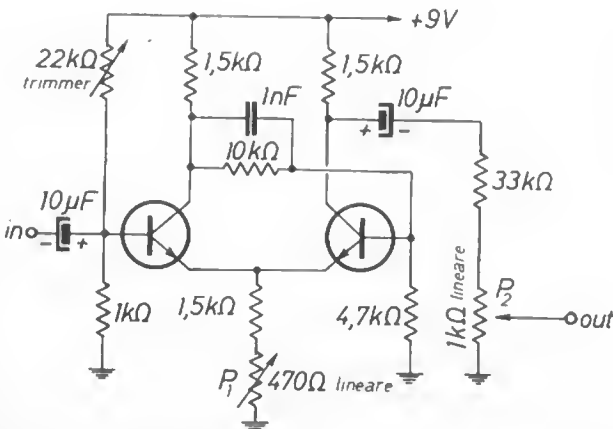



*figura 7*

*I transistor sono 2N708.*
*$P_1$ regola la distorsione;*
*$P_2$ regola il volume.*

In figura 8 c'è un circuito più moderno, impiegante operazionali, che funziona anche da acutizzatore e compressore, vale a dire da allungatore (con pericolo di fischi, però), e non necessita di preamplificatore; sarebbe però interessante provare ad amplificare un poco il segnale in ingresso, è una verifica che non ricordo di aver fatto. Il circuito necessita invece di doppia alimentazione; o si fa uso di due pile, o si va a cercare qualche tensione dai primi stadi dell'amplificatore, disaccoppiando accuratamente con resistenze, elettrolitici e diodi zener, tenendo presente di calcolare le resistenze in modo che negli zener passino circa 15 mA, non considerando la corrente assorbita dal circuito.

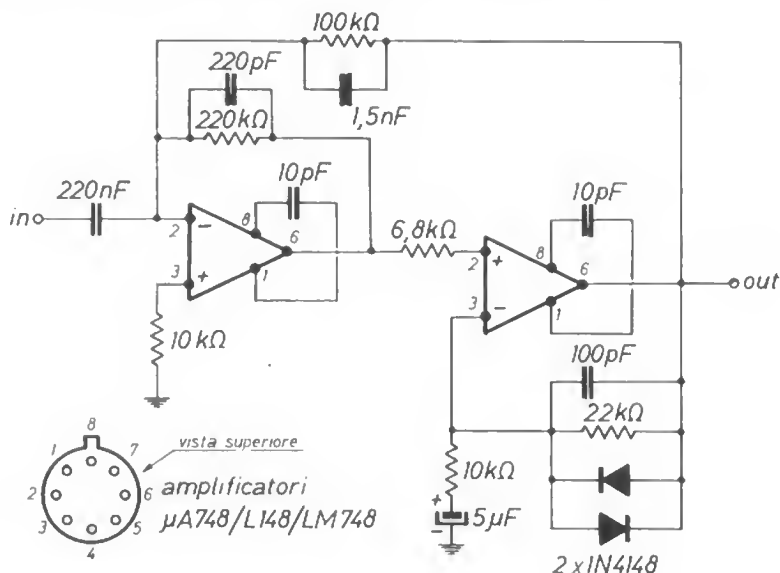
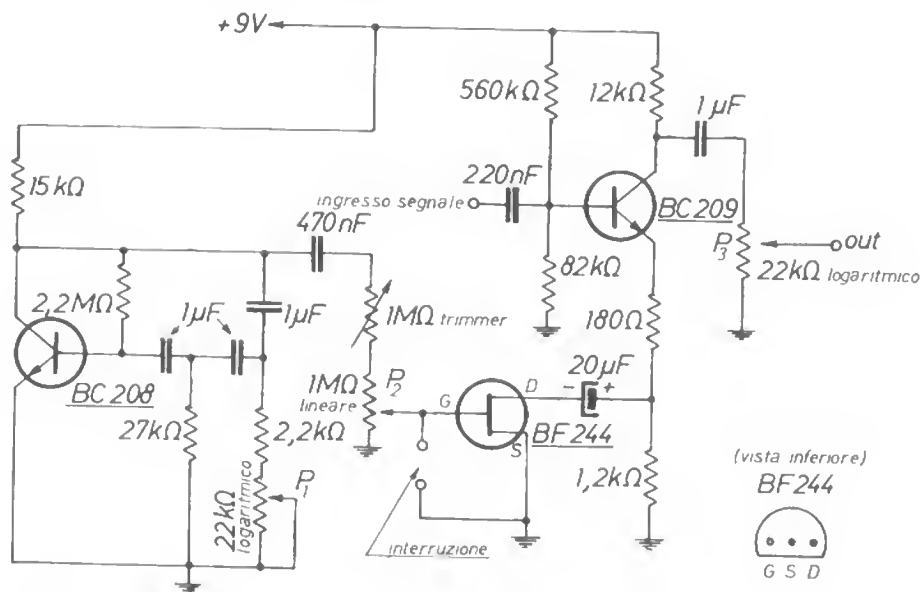



*figura 8*

*Alimentazione da ± 8 V sino a ± 16 V ($V^+$ pin 7; $V^-$ pin 4).*

**tutti schemi utili e facili**

## Vibrato

In figura 9, per concludere questa panoramica, si può ammirare un vibrato semplice e funzionale, composto da un oscillatore a frequenza regolabile a piacere, o quasi, vale a dire il transistor di sinistra, il cui compito è di polarizzare il gate del fet, che funzionando come una resistenza comandata dalla tensione dell'onda prodotta dall'oscillatore, varia la resistenza di emittore del secondo transistor, variando anche il guadagno dello stadio, che è percorso dal segnale, e ottenendo l'effetto voluto.

$P_1$ controlla la velocità di vibrato;
$P_2$ controlla la profondità di vibrato;
$P_3$ controlla il volume del segnale in uscita.

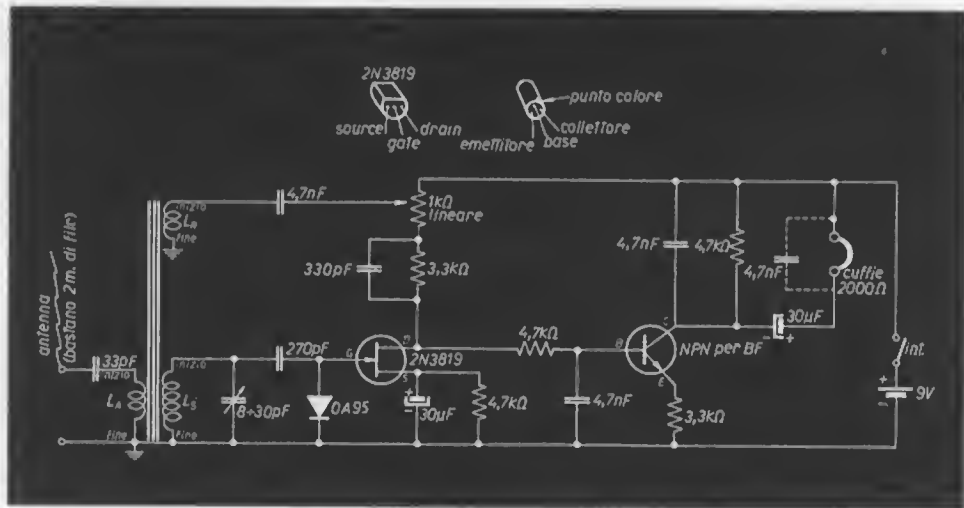
## Conclusione

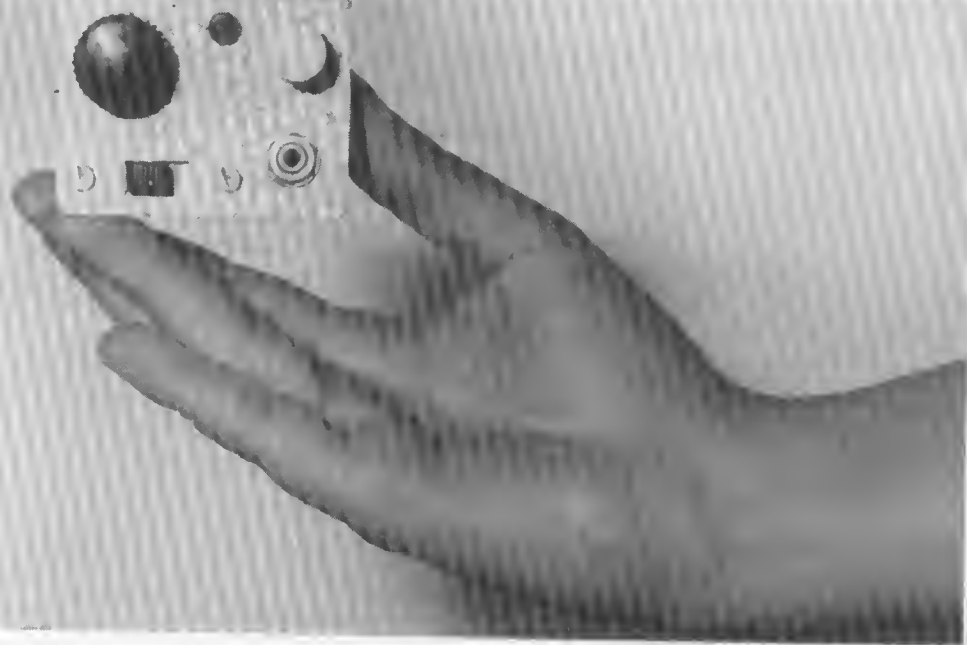
Basta per oggi, ma tenete bene a mente che chi cerca di costruire un amplificatore Hi-Fi scopre invariabilmente durante le prove cinque o sei diverse specie di distorsioni presenti, ma chi vuole fare un distorsore ha presto modo di constatare di aver a che fare con un oggetto che stupisce per la sua meravigliosa linearità. Ciò è diretta conseguenza delle leggi fondamentali dell'elettronica combinata con quelle della psicologia: un miscuglio micidiale!

# Piccolissimo scatenato

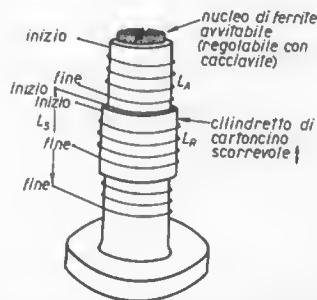
## un classico schema a elevate prestazioni per la ricezione personale delle onde corte

Marcello Arias

*Classico, come le trovate di Gatto Silvestro, con la differenza che quelle non funzionano mai mentre questo gagliardo « piccolissimo » funziona sempre.*
*« Classico » perché il segnale che entra in antenna e va in $L_A$ (avvolgimento di Antenna) si trasferisce induttivamente in $L_S$ (avvolgimento di Sintonia). Selezionato dal condensatore di sintonia, rivelato, ma ancora « sporco » di Radiofrequenza, si trasferisce attraverso il 2N3819 (ingresso sul gate in alta impedenza) e la componente RF ricicla nell'avvolgimento di Reazione $L_R$, dosata dal potenziometrino da 1.000 Ω (la manopolina bianca della foto).*
*La reazione produce il noto effetto moltiplicatore sul segnale e quindi, in definitiva, sul drain del 2N3819 troviamo « più forza », che trasferiamo allo stadio di bassa frequenza (classico come un doppiopetto).*

*La reazione (quelli che hanno « studiato avanti » già lo sanno) si dosa col potenziometrino, non per fare « più forte » o « meno forte », ma per trovare il « punto di innesco »: quando il potenziometrino è « al minimo » la reazione non innesca e il ricevitorino va « in amplificazione diretta », quasi come una « radio galena » del nonno, cioè molto piano. Quando, girando lentamente il potenziometrino, la reazione innesca, allora siamo vicinissimi all'optimum; smanettando ancora, compare, puntuale (e fatale) come una cambiale, il fischio di over-reazione e bisogna precipitosamente tornare indietro.*
*Dice: ma queste cose le scriveva Matusalemme a Noè e Cam Sem e Jafet si rotolavano già dal ridere.*
*E va be', io ero compagno di banco di Sem e vi giuro che lui rideva, ma quando Tutankamen lo interrogava si confondeva sempre sulla reazione RF...*

*io il trabiccolo io ho realizzato pomposamente su un « telaino » tipo radio serie con tanto di zoccolini per i transistori e fissaggi rigidi tipo professionale; l'Editore, sordo e cieco al mio genio, mi ha concesso solo due paginozze, e quindi non riesco a farvi vedere anche il resto e il sotto del mostro, ma la vostra super intelligenza supplirà ai tagli impostimi dall'imbrattacarte.*

*In alto a sinistra la manopola di sintonia (nera); quella bianca a destra regola la reazione. Al centro in alto la boccolina per l'antenna (un par de metri de filo a bocconi per tera); sotto a sinistra, l'interruttore (è più grande lui di tutto il ricevitore, come mettere alla portiera di una 126 una maniglia di S. Pietro). Alla estrema destra, il jack per la cuffia.*
*Roba da linea Collins, ragazzi!*

---

*Mi resta spazio solo per darVi i dati della bobina: supporto con nucleo regolabile in ferrite, diametro esterno 8 mm (si trova agevolmente alla GBC e anche altrove). $L_A$ 7 spire affiancate di filo di rame ricoperto in vipla ∅ 0,8 mm (normale filo da collegamenti elettrici).*
*$L_S$ 20 spire, vicine a $L_A$.*
*$L_R$ 7 spire avvolte, sempre serrate, su un cilindretto di cartoncino scorrevole sopra $L_S$: lo schizzo chiarirà eventuali dubbi:*

*Se tutti gli avvolgimenti sono stati fatti nello stesso senso, collegando correttamente « inizi » e « fini », il ricevitore funzionerà al primo botto; se non innesca, classico come una smorfia di Charlot, invertite i collegamenti di $L_R$.*

*Con i dati sopra riportati per le bobine Vi piazzate circa sui 40 ÷ 41 metri, fino ai 49, cioè in una zona radioamatori (40) e commerciali (41→49).*
*Buon divertimento!*

# “Quasi tutto” sul

*Piero Erra*

*Mentre stavo sperimentando vari circuiti col « 741 », con l'intenzione di presentarveli, in un articolo di analisi di questo integrato « tuttofare », non ti esce il Prizzi (che seguo e stimo da molti anni) con un ottimo scritto sul medesimo integrato? Decisi subito di « lasciar perdere ». Successivamente, sollecitato dai molti che mi hanno scritto o telefonato (ringrazio tutti vivamente) in merito a una precedente analisi di un altro integrato, il « 555 », ho ripreso la stesura delle note che ora vi presento.*
*Premettendo, come al solito, che le stesse sono rivolte ai principianti e che si dividono in due parti nettamente distinte; una prima a carattere « teorico » il più semplice possibile (nel limite delle mie capacità di esposizione), una seconda parte a carattere « pratico », quindi con schemi applicativi, interfaccia, suggerimenti vari, il tutto completo di valori dei componenti e di qualche circuito stampato.*
*Ove non specificato altrimenti, gli schemi descritti sono stati dal sottoscritto effettivamente sperimentati e sono quindi affidabili al 100 %. Provenienza degli stessi: pubblicazioni italiane e straniere, Data-Sheet, ecc. Originali o da me modificati per vari motivi, non ultimi, errori madornali. A proposito, non avete mai provato a realizzare un progetto « copiato » di sana pianta da un Data-Sheet o da una « Nota tecnica » applicativa? Provate!! Buona fortuna!!*

## *DECINE DI SCHEMI TANTISSIME APPLICAZIONI*

Il « 741 », discendente diretto del famoso « 709 » e del medesimo, direttamente intercambiabile, è prodotto con la tecnologia « Fairchild Planar Epitaxial Process ».
Questo integrato monolitico è un Amplificatore Operazionale (Op-Amp o Operational Amplifier) e un operazionale è un particolare amplificatore differenziale a guadagno variabile, elevatissimo, caratterizzato, anche, da una elevata impedenza d'ingresso e una bassa impedenza d'uscita. Tutto qui? Eh, sì! Ma come si è arrivati a questo componente che come vedremo si può ben definire « rivoluzionario? ».
L'evoluzione tecnologica, partita dai tubi termoionici (dalle mie parti si chiamavano « valvole », come gli apparecchi radioriceventi venivano detti « aradio », quelli a valvole; quelli a transistori vengono chiamati « il transistor », semplicemente, termine questo che è divenuto una sineddoche! — Toh, migliora il Piero — direbbe il mio amico Marcello), attraverso i transistori, dapprima al germanio poi al silicio, successivamente alle « coppie differenziali » è giunta oggi a questi straordinari componenti: gli amplificatori operazionali integrati monolitici.
Il « colpo grosso » dal punto di vista circuitale è stata l'adozione della struttura differenziale; tecnica già nota, ma invisa ai progettisti in quanto comporta il raddoppio « secco » di tutta la componentistica impiegata, e altre noie. L'operazionale monolitico ha cancellato, di colpo, queste ragioni, da cui l'enorme diffusione dello stesso.
Cosa si intende per amplificatore « differenziale »? Si intende un amplificatore la cui uscita è funzione della « differenza » dei segnali applicati ai suoi **due** ingressi, misurati rispetto a massa. Ripetendo: un amplificatore differenziale è un amplificatore la cui tensione d'uscita è proporzionale (in base a un eventuale guadagno), alla differenza delle tensioni presenti ai morsetti d'ingresso. Gli ingressi dell'amplificatore sono quindi due: un ingresso detto + (più) o ingresso « non invertente » (Non Inverting Input) e un ingresso — (meno) o ingresso « invertente » (Inverting Input).
Perché gli amplificatori differenziali presentano dei vantaggi rispetto a quelli a ingresso singolo? Vediamolo molto brevemente, analizzando le principali cause che determinano lo scostarsi delle caratterisitche ideali di un amplificatore a ingresso singolo, in funzionamento « lineare ».

Esse sono:

— variazioni della temperatura,
— variazioni della tensione di alimentazione,
— rumori d'ingresso,
— tensioni indotte.

La temperatura è un po' la croce di chi deve amplificare segnali di basso livello, infatti è abbastanza noto che nei semiconduttori al silicio il $\beta$ (guadagno) varia anche del 50 %, per una escursione della temperatura di 80 ÷ 100 °C; — 2,2 mV per ogni °C è la variazione della $V_{be}$ (tensione base-emettitore) in un transistor al silicio (questa caratteristica viene « sfruttata » nella realizzazione di termometri con sonda a semiconduttore; per una variazione di 10 ÷ 12 °C la $I_{cbo}$ (I di dispersione collettore-base) raddoppia il suo valore.
Le fluttuazioni della tensione di alimentazione si traducono in variazioni delle correnti di polarizzazione dei semiconduttori impiegati e quindi vengono amplificate come se facessero parte del « segnale » da trattare. Ciò vale anche per le ultime due cause in esame e cioè i rumori d'ingresso e le eventuali (regolarmente presenti) tensioni indotte.

Da quanto detto, anche un principiante può dedurre che quando i segnali da trattare sono dell'ordine di grandezza dei microvolt o comunque sotto il millivolt, con questo tipo di amplificatore, figura 1, il discorso si fa piuttosto difficile.

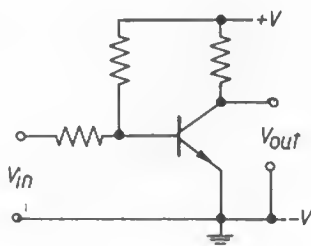



*figura 1*

La configurazione « differenziale », in figura 2 realizzata con due transistori, attenua tutti questi inconvenienti. Vediamo come si comporta e quindi il perché.

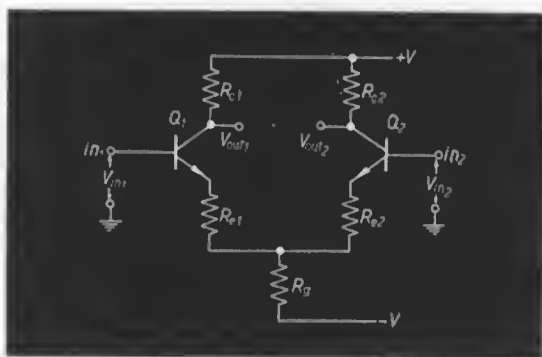



*figura 2*

Agli ingressi 1 e 2 possono essere applicati due tipi di segnali:

— in fase
— in opposizione di fase

I primi sono detti in « modo comune », i secondi in « modo differenziale ». Il segnale di modo comune è definito dalla relazione:

$$V_{com} = \frac{V_{in1} + V_{in2}}{2}$$

quello differenziale da:

$$V_{diff} = \frac{V_{in1} - V_{in2}}{2}$$

Possiamo ritenere che i segnali siano costituiti da una componente comune e da una componente differenziale.

Dato che a noi interessa la componente « differenziale », occorre fare in modo che il guadagno dello stadio, per i segnali di modo comune, sia il più piccolo possibile, mantenendo alto il guadagno per i segnali di tipo differenziale. Supponendo una perfetta simmetria nelle due « parti » del circuito di figura 2, i punti $V_{out1}$ e $V_{out2}$ si trovano al medesimo potenziale, quindi se tra di essi colegassimo un resistore, nello stesso non circolerebbe corrente alcuna. Ora, applichiamo agli ingressi due segnali di diverso valore assoluto; le componenti « semisomma dei valori assoluti », essendo della medesima fase, si sommano nel resistore $R_g$, comune al circuito, e pertanto si annullano; la componente, invece, « semidifferenza dei valori assoluti », provoca una differenza nelle correnti di polarizzazione delle due parti della configurazione differenziale, per cui i punti $V_{out1}$ e $V_{out2}$ non saranno più allo stesso potenziale.
Il guadagno differenziale è equivalente al guadagno di un singolo stadio:

$$G_{diff} = \frac{R_c}{R_e} \qquad a)$$

il guadagno di modo comune sarà invece:

$$G_{com} = \frac{R_c}{2R_g + R_e} \qquad b)$$

dalla quale vediamo come, perché il guadagno di modo comune sia molto piccolo, basterebbe che la $R_g$ fosse di valore elevato. D'altra parte un elevatissimo valore di $R_g$ comporterebbe una forte riduzione delle correnti di polarizzazione dei transistori impiegati e ciò abbasserebbe il « beta » degli stessi con la conseguenza dell'insorgere di altri problemi quali il rumore e la limitazione in frequenza, problemi dei quali accenneremo nel prosieguo. Abbiamo visto quindi come i segnali di modo comune possano essere fortemente attenuati adottando la tecnica « differenziale »; ora, sono segnali di modo comune:

- la deriva termica; se i due transistori sono molto simili (coppie differenziali) e accoppiati termicamente il più possibile e nei « monolitici » essi sono addirittura ricavati sulla medesima piastrina;
- le fluttuazioni della tensione di alimentazione; queste, ripercuotendosi su tutte due le correnti di polarizzazione dei transistori avranno come solo effetto di variare la corrente di $R_g$;
- le tensioni indotte e i rumori d'ingresso.

Tutto questo supponendo perfettamente simmetrico il circuito, in realtà ciò non avviene; le modeste variazioni di caratteristiche dei componenti integrati, però, sono, alla luce della odierna tecnologia, di lieve entità e possono comunque essere annullate o quasi, come vedremo più avanti.
Iniziamo ora ad analizzare l'interno del nostro integrato col dire che esso è composto da due amplificatori di tensione compensati in frequenza da un condensatore interno e da un amplificatore di corrente, di potenza, in classe AB.
In figura 3, lo schema completo.
Lo stadio d'ingresso ci mostra come questi sia costituito da transistor di tipo NPN in combinazione con PNP. Questo accoppiamento che a prima vista potrebbe anche dire poco, è invece una innovazione molto importante nella storia degli operazionali; infatti in precedenza, vedi ad esempio il proge-

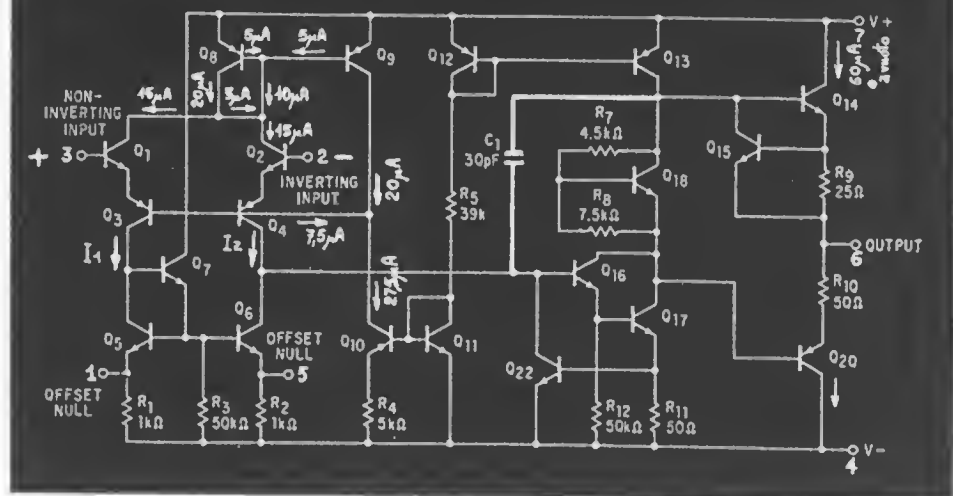



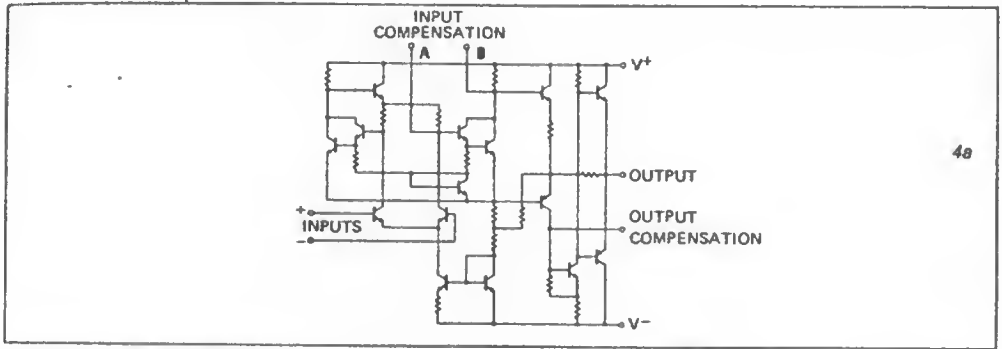
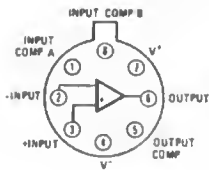
*figura 3*

nitore « 709 », schema in figura 4a, gli operazionali non avevano PNP nel circuito e ciò costringeva i progettisti a elaborare acrobazie circuitali per ottenere un corretto sviluppo del circuito stesso. Ora, dato che ottenere transistori di tipo PNP di « classe » compatibile con le tecnologie NPN non è cosa facile, o perlomeno di basso costo (in quanto occorrerebbe, per motivi tecnologici, che l'isolamento tra i vari componenti non venisse realizzato col sistema della « giunzione inversa » ma ad esempio col complicato e costoso sistema a « ossido », sistema impiegato dalla Harris nella realizzazione di operazionali di tipo speciale), nello stadio d'ingresso del 741 sono stati realizzati PNP a basso guadagno, circa 10, accoppiati a NPN a guadagno elevato, circa 150. I transistori NPN, come si nota, sono piazzati sugli ingressi e questo per poter avere un basso valore della corrente di polarizzazione input. Nel contempo, avendo i PNP una più alta tensione di rottura inversa dalla giunzione base-emettitore degli NPN, l'artificio consente di applicare agli ingressi differenziali una tensione più alta ($\pm$ 25 V per il 741 contro i $\pm$ 15 V del 709), senza rovinare le giunzioni menzionate. Una corrente di 10 $\mu$A quale corrente di polarizzazione di collettore dei PNP con un guadagno così basso non consente di avere basse correnti in ingresso, d'altronde, abbassare ancora il valore di questa corrente vuol dire andare incontro a grosse limitazioni per guanto riguarda la risposta in frequenza del sistema, in quanto le capacità parassite degli emettitori dei PNP stessi farebbero pesantemente sentire la propria influenza. Ecco perché NPN ad alto guadagno in ingresso. Le correnti di polarizzazione di questi transistori ($Q_1$ e $Q_2$) sono date dal generatore di corrente costante formato da $Q_{10}$ e $Q_{11}$ e dai PNP $Q_8$ e $Q_9$; vedere in figura 3 la distribuzione delle correnti. Proseguendo, vediamo che se noi non applichiamo alcun segnale in ingresso (o due segnali uguali) le correnti che fluiscono verso massa, raggiungono $Q_5$ e $Q_6$. Le basi di questi due transistori sono connesse tra di loro e quindi sono al medesimo potenziale, dato questo, deduciamo che siccome i due PNP sono identici, anche le rispettive correnti di collettore saranno eguali;

quella di $Q_1$-$Q_3$ attraverserà $Q_5$ e sarà « vista » da $Q_6$, la corrente assorbita da $Q_6$ sarà quella di $Q_4$ uguale a quella di $Q_3$, quindi non ci sarà « differenza » tra le due correnti, per cui nessun segnale raggiungerà la base di $Q_{16}$.

**SCHEMATIC DIAGRAM - 709 -**

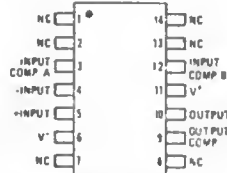
**CONNECTION INFORMATION**

INPUT COMP B
INPUT COMP A
V⁺
-INPUT
OUTPUT
+INPUT
OUTPUT COMP
V⁻

NOTE: Pin 4 connected to case.

TE (TO-5) Metal Can
(Top View)

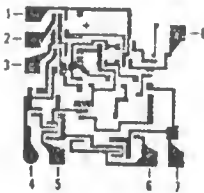
NC 1 — 10 NC
INPUT COMP A 2 — 9 INPUT COMP B
-INPUT 3 — 8 V⁺
+INPUT 4 — 7 OUTPUT
V⁻ 5 — 6 OUTPUT COMP

Q Flat Package
(Top View)

NC 1 — 14 NC
NC 2 — 13 NC
INPUT COMP A 3 — 12 INPUT COMP B
-INPUT 4 — 11 V⁺
+INPUT 5 — 10 OUTPUT
V⁻ 6 — 9 OUTPUT COMP
NC 7 — 8 NC

NOTE: Pin 7 connected to bottom of package

DC Dual In-line
Package
(Top View)

*4b*

709 GENERAL PURPOSE
OPERATIONAL AMPLIFIER
Die Size: 55 x 55 mils.

1. INPUT COMP (A)
2. −INPUT
3. +INPUT
4. V⁻
5. OUTPUT COMP
6. OUTPUT
7. V⁺
8. INPUT COMP (B)

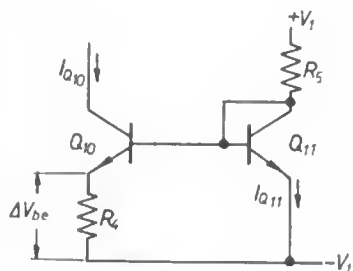
*4c*

*figura 4*

$Q_7$ polarizza lo stadio senza assorbire corrente al collettore di $Q_5$.
Se noi applichiamo agli ingressi differenziali segnali di diverso valore assoluto, le due correnti che attraversano $Q_3$ e $Q_4$ non saranno più eguali, per cui la base di $Q_{16}$ vedrà la « differenza dei valori di queste correnti ». Il tutto supponendo l'eguaglianza perfetta tra tutti i componenti considerati a coppie; dato che ciò non si realizza in pratica, è prevista la possibilità di com-

pensare eventuali differenze interne tramite i collegamenti ai piedini denominati Offset-Null.

*figura 5*

*Generatore di corrente costante.*

$$\Delta V_{be} = V_{beQ11} - V_{beQ10}$$

*oppure:*

$$V_{be} = \frac{KT}{q} \log_e \frac{I_{Q11}}{I_{Q10}} = \text{frazioni di millivolt}$$

$$R_4 = \frac{\Delta V_{be}}{I_{Q10}} \text{ oppure:}$$

$$R_4 = \frac{KT}{qI_{Q10}} \log_e \frac{V_1 - V_{beQ11}}{R_5 I_{Q10}}$$

$K$ = *costante di Boltzman* = $1{,}3805 \cdot 10^{-23}$
$T$ = *temperatura Kelvin* = $273{,}16 + °C$
$q$ = *carica elettrone* = $1{,}6021 \cdot 10^{-19}$

*L'espressione KT/q è detta « tensione termica », cioè una piccola tensione presente ai capi di una qualsiasi barretta di semiconduttore e dipendente dalla temperatura.*

---

$Q_5$ e $Q_6$ sono quindi usati come carico e presentano una resistenza « pratica » di circa 2 MΩ e ciò, visto il discorso sugli amplificatori differenziali, si pone al denominatore nella formula b) aumentando in definitiva il guadagno differenziale.
$Q_{16}$ e $Q_{17}$, amplificatori collegati in Darlington, con la capacità $C_1$ (condensatore ottenuto con tecnica MOS - Metal Oxyde Semiconductor) formano il secondo stadio. Questo stadio isola il circuito d'ingresso dallo stadio finale in modo da non caricare il circuito d'ingresso stesso ed è il maggior responsabile del valore della « velocità di risposta » del sistema ai segnali di alto livello, in quanto la stessa è determinata dal condensatore di compensazione e dalla corrente fornita dal primo stadio.
Segue uno stadio di potenza in classe AB. Normalmente in uno stadio di questo tipo per la polarizzazione dello stesso vengono usati due diodi in connessione « serie », figura 6, qui la medesima funzione viene svolta dal transistore $Q_{18}$ collegato quale « moltiplicatore di $V_{be}$ ». Lo stadio di potenza è protetto contro correnti d'uscita superiori a 25 mA e quindi contro i corto-

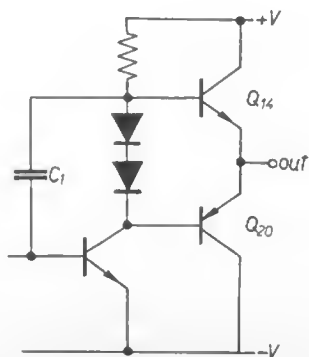



*figura 6*

circuiti; per le correnti del ramo positivo, un aumento della caduta di tensione del resistore $R_9$ porterà in conduzione $Q_{15}$ isolando $Q_{14}$, per il ramo negativo la protezione viene realizzata dalla caduta di tensione su $R_{11}$ che porterà in conduzione $Q_{22}$ isolando $Q_{20}$.

**E mi fermerei a questo punto.** Un'analisi di questo tipo non può logicamente considerarsi esattissima, l'intenzione era di dare almeno un'idea « grosso modo » e molto semplicemente, del tutto. Forse vale la pena di rilevare come le polarizzazioni di tutto il circuito vengano ottenute dai transistori $Q_{10}$-$Q_{11}$ dal resistore $R_5$ e da $Q_{12}$-$Q_{13}$ montati quali « riflettori di corrente »; come del resto anche $Q_5$-$Q_6$ e $Q_8$-$Q_9$.

**Vediamo ora come « lavora » l'operazionale**, il cui simbolo elettrico è rappresentato in figura 7.

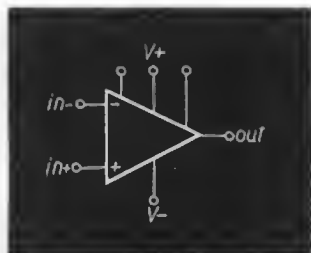



figura 7

Due ingressi, un'uscita, i terminali a cui applicare l'alimentazione di tipo « doppia simmetria » il cui zero centrale rappresenta la « massa », altri pin che servono per eventuali compensazioni: offset, frequenza, ecc.
Abbiamo già detto che gli ingressi vengono denominati: ingresso + (più) o ingresso « non invertente », ingresso — (meno) o ingresso « invertente ».
Ora precisiamo che. un aumento della tensione sull'ingresso « non invertente » provoca un aumento della $V_u$, tensione d'uscita; un aumento invece della tensione sull'ingresso « invertente », provoca una diminuzione della tensione d'uscita.
La tensione in uscita, in funzione di un eventuale guadagno dell'amplificatore sarà quindi:

c) $V_u = (V^+ - V^-) \cdot A$ in cui: $V_u$ = tensione sull'uscita
$V^+$ = tensione ingresso +
$V^-$ = tensione ingresso —
$A$ = guadagno ampli

E parliamo del guadagno. In figura 8 è rappresentato un tipico esempio di operazionale in configurazione « invertente » e cioè col segnale applicato all'ingresso — (meno).

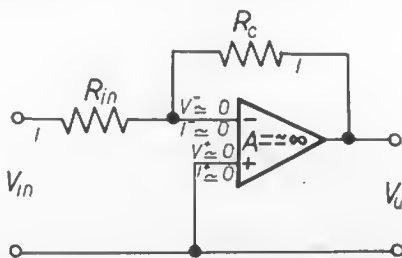



figura 8

Consideriamo, per comodità, il guadagno A = infinito e l'impedenza d'ingresso, anche essa infinita. Avremo quindi:

$$V^- = 0 \text{ per il guadagno infinito;}$$
$$I^- = 0 \text{ per l'impedenza infinita.}$$

La corrente I che scorre in $R_{in}$ sarà la medesima che attraversa $R_c$, di conseguenza:

$$L_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in}} \quad e \quad I_c = \frac{V_u}{R_c} \quad \text{quindi}$$

$\frac{V_{in}}{R_{in}}$ sarà uguale a $\frac{V_u}{R_c}$ che riscritta nella « scolastica » proporzione, diverrà:

$$V_u : R_c = V_{in} : R_{in}$$

e per la ben nota proprietà dell'inversione dei « medi » e degli « estremi », si potrà dire che:

$$V_u : V_{in} = R_c : R_{in} \qquad d)$$

A questo punto, dalla c) ricaviamo il guadagno e vediamo che:

$$A = V_u : V_{in}$$

cioè che il guadagno A è dato dal rapporto tra la tensione d'uscita e il segnale in entrata, cioè:

$$A = V_u : V_{in}$$

sostituendo nella d) avremo

$$A = R_c : R_{in}$$

dalla quale si vede come il guadagno dipenda, in ultima analisi, dal rapporto tra due resistori, quello di reazione $R_c$ e quello di sorgente $R_{in}$.

Semplice, no? Sembra; ma c'è l'offset! Figuriamoci se mancava un rompiscatole! Semplificando i casi, diciamo che se gli ingressi + e — hanno un valore di polarizzazione uguale, dato che l'operazionale esegue una somma algebrica, dovremmo avere in uscita una tensione uguale a 0 V, cioè nulla. Ciò, purtroppo non avviene. In uscita è presente una tensione, detta tensione di offset (fuori zero). Perché? Principalmente perché le $I^+$ e le $I^-$, vedi figura 8, seppur piccole, non sono uguali a zero. Se colleghiamo i due ingressi a sorgenti aventi diversi valori di resistenza risultanti, queste correnti determineranno tensioni diverse agli ingressi dell'operazionale, tensioni che si tradurranno in una $V_{u0}$ in uscita, di valore diverso da zero e legata al guadagno dell'amplificatore.

Vediamo a titolo di esempio qualche calcolo che serva a chiarire il discorso. Sempre sul circuito di figura 8: il valore tipico della Input Bias Current del 741 ha un valore « tipico » di 0,2 μA, uguale a $I^-$. Il braccio positivo dell'operazionale è a massa (per massa si intende il « centro esatto » della tensione di alimentazione); quindi $V^+ = 0$ V, $I^+ = 0$ A.

Assegnamo a $R_{in}$ un valore di 10.000 Ω e a $R_c$ un valore di 1 MΩ, all'amplificatore, quindi, un guadagno differenziale di

$$A = \frac{R_c}{R_{in}} = \frac{1\ M\Omega}{10\ k\Omega} = 100.$$

Ora la R risultante del braccio — (meno) sarà data dal « parallelo » della $R_{in}$ con la $R_c$, e cioè:

$$R = \frac{R_{in} \cdot R_c}{R_{in} + R_c} = 9{,}900\ \Omega$$

quindi $V^-$ sarà $V^- = 9.900\ \Omega \cdot 0{,}2\ \mu A = 0{,}00198\ V$ (legge di Ohm) e dato che il guadagno ha un valore di 100, dalla c) ricaviamo la $V_u$,

$$V_{u0} = (V^+ - V\ ) = 100\ (0 - 0{,}00198) = 100 \cdot (-0{,}00198) = -0{,}2\ mV,$$

tensione che a volte può dare fastidio. Quindi: alto guadagno, alto valore dei resistori; alta tensione di offset. Cosa si può fare? Si può far assumere a I e $I^+$ il medesimo valore; come? inserendo tra l'ingresso + (più) e la massa un resistore di valore eguale al parallelo visto dall'ingresso — (meno) (figura 9).

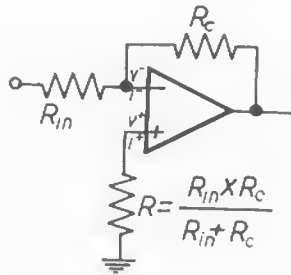



*figura 9*

---

Una ulteriore regolazione « fine » dell'offset si può semplicemente ottenere collegando un potenziometro da 10 kΩ tra i piedini all'uopo preposti; cursore del potenziometro « trimmer » al polo negativo dell'alimentazione. Compensa piccole differenze interne dell'integrato e annulla le tolleranze dei resistori impiegati nel circuito (figura 10). Le « cose » per l'offset vanno **più o meno così.**

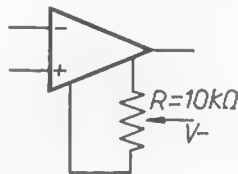



*figura 10*

---

**E ORA ...**

**... SCHEMI, SCHEMI, SCHEMI**

E vediamo, finalmente, i circuiti « base », sui quali si sviluppano tutte le applicazioni pratiche.

## Amplificatore Invertente

Alta precisione, bassa distorsione. Inverte la fase del segnale di 180°.

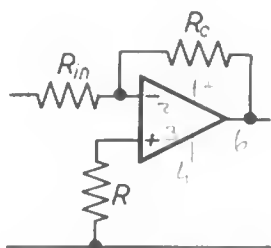



figura 11

$$A = \frac{R_c}{R_{in}} \qquad R = \frac{R_{in} \times R_c}{R_{in} + R_c}$$

| A | $R_{in}$ | $R_c$ | banda passante |
|---|---|---|---|
| 1 | 10 kΩ | 10 kΩ | 1 MHz |
| 10 | 1 kΩ | 10 kΩ | 100 kHz |
| 100 | 1 kΩ | 100 kΩ | 10 kHz |
| 1.000 | 100 Ω | 100 kΩ | 1.000 Hz |

## Amplificatore Non Invertente

Alta impedenza d'ingresso. Banda passante: come sopra, riferita al guadagno.

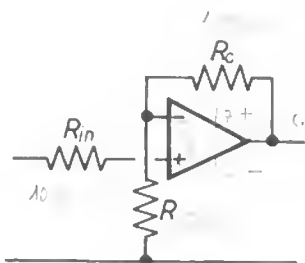
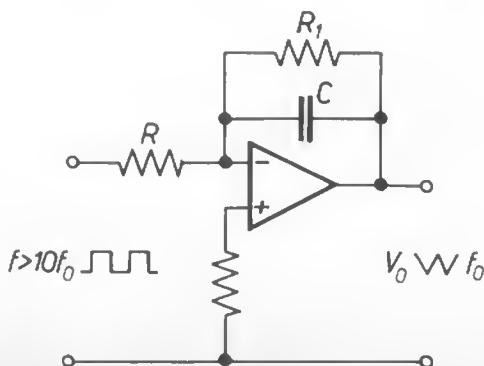



figura 12

$$A = \frac{R_c + R}{R}$$

| A | R | $R_c$ | impedenza in |
|---|---|---|---|
| 1 | infinita | 0 | 400 MΩ |
| 10 | 1 kΩ | 9 kΩ | 400 MΩ |
| 100 | 100 Ω | 9,9 kΩ | 280 MΩ |
| 1.000 | 100 Ω | 100 kΩ | 80 MΩ |

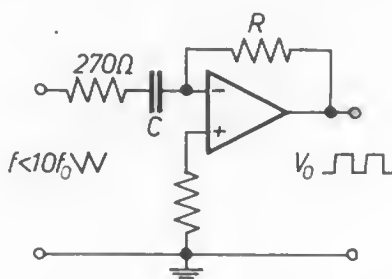
## Integratore

Il resistore $R_1$, in parallelo a C, capacità di integrazione, stabilizza l'integratore in corrente continua. Limita il guadagno e rende minima la deriva.

$$V_o = \frac{1}{RC} \int V_i \, dt$$

$$f_o = 1/2 \pi RC$$

figura 13

## Differenziatore

Soddisfa la funzione inversa del precedente circuito.

$$V_0 = -CR\frac{dV_i}{dt}$$

$$f_0 = 1/2\pi RC$$

$$f_{0max} = \frac{1.000.000}{2\pi\ RC}$$

*figura 14*

## Sommatore - Miscelatore

Numero di ingressi qualsiasi; il guadagno può essere predeterminato in modo indipendente lavorando sui valori dei resistori. Gli ingressi non si influenzano tra di loro data la massa « virtuale » sull'ingresso — (meno). Il circuito inverte la fase del segnale in ingresso di 180°.

$$V_0 = \frac{V'}{R'} + \frac{V''}{R''} + \frac{V^n}{R^n}$$

$$R = R'//R''//R^n$$

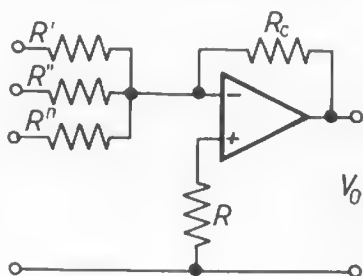
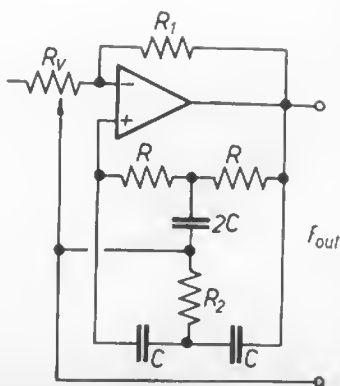



*figura 15*

## Oscillatore a doppo T

$$R_v \ll R_1$$

$$f_v = \frac{1}{2\pi\ RC} \sim$$

$$R_2 = \frac{R}{2}$$

*figura 16*

## Oscillatore a ponte di Wien

$R_1 = 10\ k\Omega$

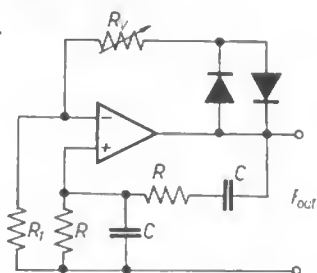
$R_v = 5R_1$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\ RC} \sim$$

figura 17

## Amplificatore logaritmico

Si sfruttano i legami logaritmici esistenti, nei transistori epitassiali, tra tensioni e correnti.

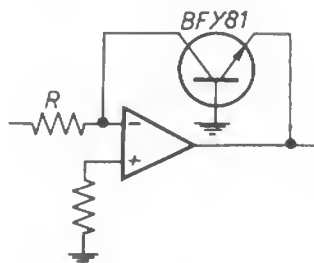



figura 18

## Inseguitore di tensione (Voltage Follower)

Usato per evitare di caricare fuori modo i circuiti precedenti o come isolatore per i circuiti seguenti.

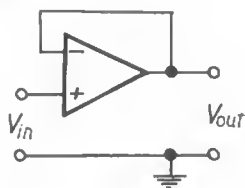



figura 19

## Comparatore di tensione

Tenere presente la bassa velocità del 741.

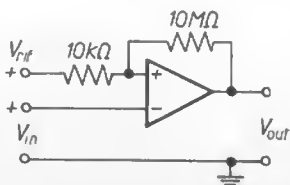



figura 20

## Alimentazione singola

In certi casi è possibile alimentare il dispositivo con alimentazione a polarità singola. Ciò si realizza tramite il partitore di tensione formato dai resistori R. Il perché, dopo quanto avete letto, dovreste essere in grado di capirlo; sempre che io sia stato sufficientemente chiaro!

R = R

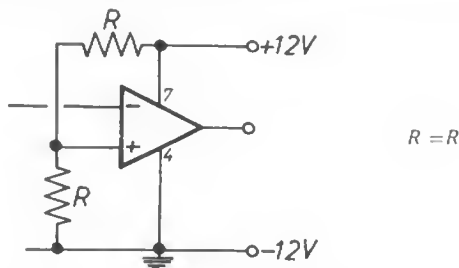



*figura 21*

---

## Raddrizzatore a caratteristica lineare

Tutti sappiamo come la curva caratteristica corrente-tensione dei diodi non sia lineare, cioè non abbia un andamento proporzionale, in definitiva non sia costituita da una linea retta. La caratteristica in questione varia per ogni tipo di diodo, varia da esemplare a esemplare del medesimo tipo, e varia soprattutto in funzione della temperatura di lavoro, inconveniente, quest'ultimo, positivamente sfruttato nella realizzazione di termometri, ecc.

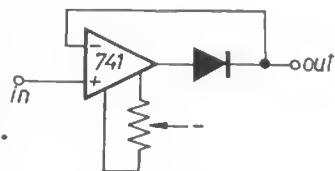
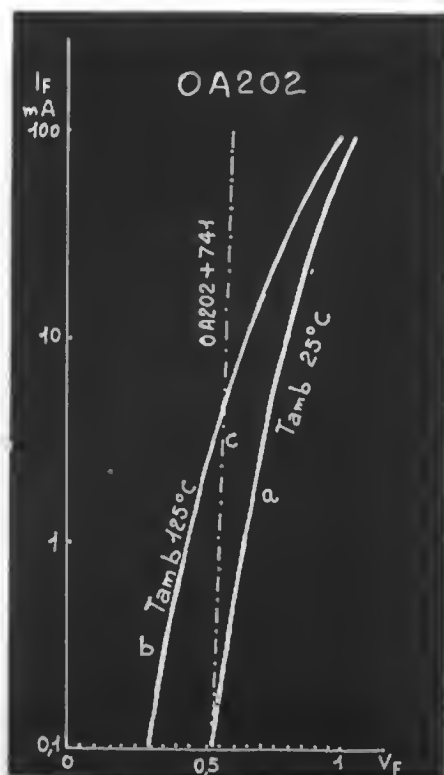
*figura 22*

Un diodo abbinato a un operazionale nel modo rappresentato in figu 22 presenta invece una « caratteristica » perfettamente lineare. Vediamo il perché.
Supponiamo azzerato l'offset col relativo potenziometro; un guadagno del 741 ad « anello aperto », cioè senza controreazione, A = 10.000 (il 741 arriva anche a 50 mila); diodo al silicio del tipo 0A202, temperatura ambiente 25 °C e quindi tensione minima di conduzione circa 0,5 V: figura 23 curva (a).

*figura 23*

Applichiamo all'ingresso + (più) del 741 una tensione leggermente superiore a 0 V, ad esempio 20 μV. All'uscita sul piedino 6 avremo una tensione uguale a:

$$10.000 \times 20 = 200.000\ \mu V = 0,2\ V.$$

Questo livello di tensione non supera il livello di soglia del diodo che è di 0,5 V, quindi in out avremo tensione zero. Applichiamo ora in ingresso una tensione di 60 μV. Avremo:

$$10.000 \times 60 = 600.000\ \mu V = 0,6\ V$$

tensione, questa, superiore alla tensione di soglia del diodo. Questi ora conduce e... chiude l'anello portando il 741 a lavorare a guadagno unitario.
$V_{out}$ quindi uguale a zero, e ciò finché in ingresso non avremo applicato una tensione di 0,5 V, tensione di soglia dello 0A202. Da questo valore di tensione in poi il 741 lavora a guadagno 1, quindi la $V_{out}$ sarà uguale alla $V_{in}$ diminuita della caduta di tensione propria del diodo. Caduta di tensione che non avrà più la caratteristica di NON linearità propria del dispositivo, ma sarà rappresentata da una linea retta: figura 23 (c). Vedremo più avanti le interessanti applicazioni di questo circuito base.

## Multivibratori

Il 741 può essere utile anche in applicazioni numeriche, vediamo tre esempi di Op-Amp impiegati come multivibratori.

**Flip-Flop o multivibratore bistabile**

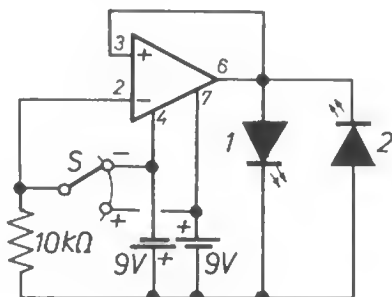



*figura 24*

Lo schema è puramente teorico, i led servono a evidenziare lo stato.
Partiamo supponendo l'uscita a livello di tensione « positivo » e quindi led 1 acceso. In questo stato il led 2 è polarizzato « inverso » e quindi risulta spento. Questo stato è stabile in quanto l'uscita 6 è collegata all'entrata + (più) del piedino 3. Deviamo S su + (più), l'uscita 6 diventerà negativa led 1 si spegne - led 2 si accende e sempre per il collegamento tra il piedino 6 e il 3 anche questo stato è stabile. Naturalmente riportando S su — (meno) il circuito d'uscita cambierà di nuovo stato.

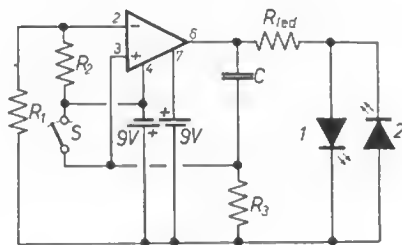
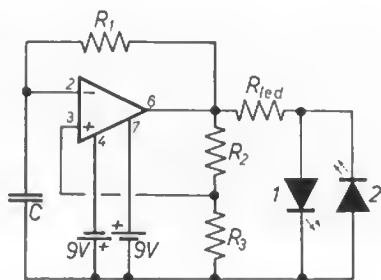
## Multivibratore monostabile o One-Shot

| | |
|---|---|
| $R_1$ | 10 kΩ |
| $R_2$ | 100 kΩ |
| $R_3$ | 820 kΩ |
| C | 220 nF |

*figura 25*

Notare la tensione d'alimentazione negativa applicata per mezzo di un partitore formato dai resistori $R_1$ e $R_2$; essa è applicata all'entrata negativa. L'uscita 6 sarà quindi positiva, led 1 acceso - led 2 spento e stato stabile. Premiamo il pulsante S e applichiamo così all'entrata positiva una tensione negativa, l'uscita diventerà negativa, led 1 spento led 2 acceso. Rilasciando S, C inizierà a caricarsi attraverso $R_3$ e quando il livello di tensione sull'entrata positiva supererà quello dell'entrata negativa, l'uscita cambierà stato logico e diventerà quindi positiva. Led 1 si riaccende e led 2 si spegne. Il tempo di ritorno viene determinato dalla costante $R_3C$.

## Multivibratore astabile

| | |
|---|---|
| $R_1$ | 820 kΩ |
| $R_2$ | 10 kΩ |
| $R_3$ | 10 kΩ |
| C | 220 nF |

*2 lampeggi al secondo*

$$F = \frac{1}{4\,CR_1 + R_3\,(R_3 + R_2)}$$

*figura 26*

Supponiamo che sul piedino 6 d'uscita sia presente una tensione positiva. C inizia a caricarsi attraverso $R_1$ e quindi la tensione negativa d'ingresso incomincia a variare in senso positivo col variare della carica di C. Al raggiungimento del valore di tensione fissato per l'entrata positiva, l'azione invertente porta quasi istantaneamente l'uscita 6 a polarità negativa. Led 1 spento, led 2 acceso. Ora C si carica tramite $R_1$ negativamente e al raggiungimento del valore di tensione fissato per l'entrata positiva, l'uscita torna al valore positivo e tutto ricomincia. La frequenza dell'onda quadra in uscita, vale circa:

$$F = \approx \frac{1}{4C \cdot R_1 + (R_3 + R_2) \cdot R_3}$$

## Filtri attivi

Il 741 si presta ottimamente alla realizzazione di filtri attivi: passa-basso, passa-alto, passa-banda. Vedremo nella parte pratica qualche esempio, in quanto l'analizzare in questa sede le formule relative al calcolo degli stessi allungherebbe il già troppo lungo discorso. Se mi verrà richiesto... vedremo in un prossimo articolo. Una avvertenza: nella realizzazione di filtri attivi usate di preferenza dei « singoli » 741 e non delle unità « doppie » o « quadruple ». L'esperienza... insegna!!

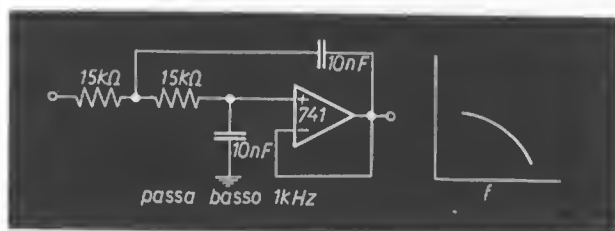



*figura 27*

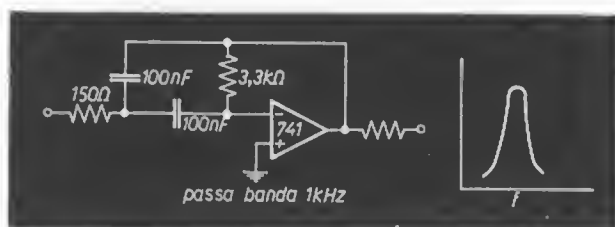



*figura 28*

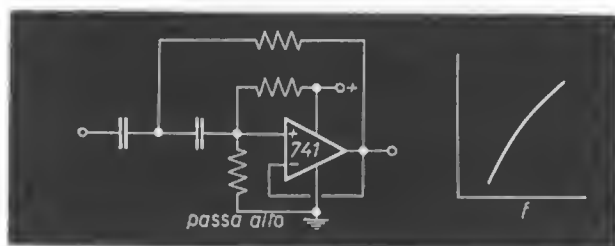



*figura 29*

Penso proprio che così possa bastare. Passiamo alle caratteristiche elettriche e a tre dei principali diagrammi, che si commentano da soli.

# 741

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 1)
*CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES*

| PARAMETERS *PARAMETRES* | SYMBOLS *SYMBOLES* | TEST CONDITIONS *CONDITIONS DE MESURE* | VALUES *VALEURS* | | | UNITS *UNITES* |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | MIN. | TYP. | MAX. | |
| Input offset voltage *Tension de décalage à l'entrée* | $V_{DI}$ | $R_S \leq 10\,k\Omega$ $t_{amb} = +25\,°C$ | | 2 | 6 | mV |
| Input offset current *Courant de décalage à l'entrée* | $I_{DI}$ | $t_{amb} = +25\,°C$ | | 30 | 200 | nA |
| Input bias current *Courant de polarisation moyen* | $I_B$ | $t_{amb} = +25\,°C$ | | 200 | 500 | nA |
| Large signal voltage gain *Amplification en tension* | $A_V$ | $V_O = \pm 10\,V$ $R_L > 2\,k\Omega$ | 20 | 100 | | V/mV |
| Supply voltage rejection ratio *Taux de réjection dû aux alimentations* | SVR | $R_S \leq 10\,k\Omega$ | | 30 | 150 | µV/V |
| Supply current *Courant fourni par les alimentations* | $I_{CC1} \cdot I_{CC2}$ | $t_{amb} = +25\,°C$ | | 1,7 | 2,8 | mA |
| Common mode rejection ratio *Taux de réjection en mode commun* | CMR | $R_S \leq 10\,k\Omega$ | 70 | 90 | | dB |
| Follower amplifier *Amplificateur suiveur* | | $V_I = 20\,mV$ $C_L \leq 100\,pF$ $R_L = 2\,k\Omega$ Unity gain *Gain unité* $t_{amb} = +25\,°C$ | | | | |
| Rise time *Temps de transition à la croissance* | $t_{TLH}$ | | | 0,3 | | µs |
| Overshoot *Rebondissement* | | | | 5 | | % |
| Input resistance *Impédance d'entrée (différentielle)* | $Z_I$ | $t_{amb} = +25\,°C$ | 0,3 | 1 | | MΩ |
| Slew rate *Pente maximale du signal de sortie* | S | $R_L > 2\,k\Omega$ Unity gain *Gain unité* $t_{amb} = +25\,°C$ | | 0,5 | | V/µs |
| Output voltage swing *Dynamique de sortie* | $V_{PP}$ | $R_L > 10\,k\Omega$ | ± 12 | ± 14 | | V |
| | | $R_L > 2\,k\Omega$ | ± 10 | ± 13 | | |
| Input offset voltage *Tension de décalage à l'entrée* | $V_{DI}$ | $R_S \leq 10\,k\Omega$ | | | 7,5 | mV |
| Input offset current *Courant de décalage à l'entrée* | $I_{DI}$ | | | | 300 | nA |
| Input bias current *Courant de polarisation moyen* | $I_B$ | | | | 800 | nA |
| Large signal voltage gain *Amplification en tension* | $A_V$ | $V_S = \pm 15\,V$ $R_L > 2\,k\Omega$ $V_O = \pm 10\,V$ | 15 | | | V/mV |
| Input voltage range *Tension d'entrée limite* | $V_{Imax}$ | $t_{amb} = +25\,°C$ | ±12 | ±13 | | V |

NOTE 1 · These specifications apply for $V_S = \pm 15\,V$, $0\,°C \leq t_{amb} \leq +70\,°C$ unless otherwise specified
*Spécifications applicables pour $V_S = \pm 15\,V$, $0\,°C \leq t_{amb} \leq +70\,°C$ sauf indications contraires*

*figura 30*

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

*(segue figura 30)*

| | |
|---|---|
| Supply Voltage | : ±22V |
| | : ±18V |
| Internal Powar Dissipation | 500mW |
| Differential Input Voltage | ±30V |
| Input Voltage (Note 2) | ±15V |
| Storage Temperature Range | −65°C to +150°C |
| Operating Tamperature Ranga | : −55°C to +125°C |
| | : 0°C to +70°C |
| Lead Temperature (Soldering, 60s) | 300°C |
| Output Short-circuit Duration (Note 3) | Indefinita |

*figura 31*

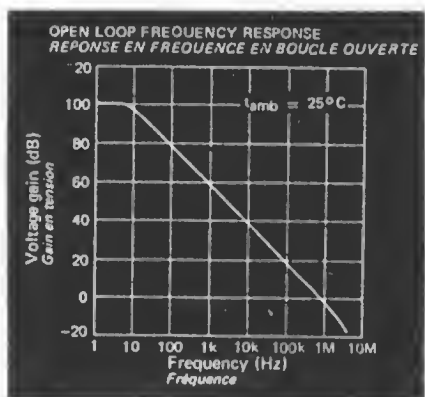



*figura 32*

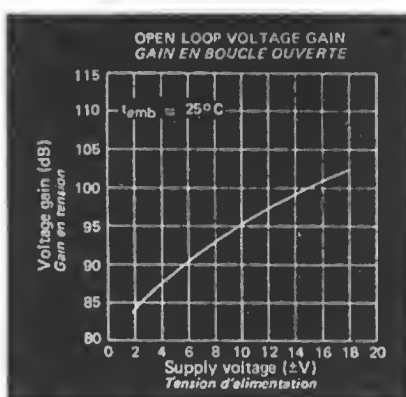
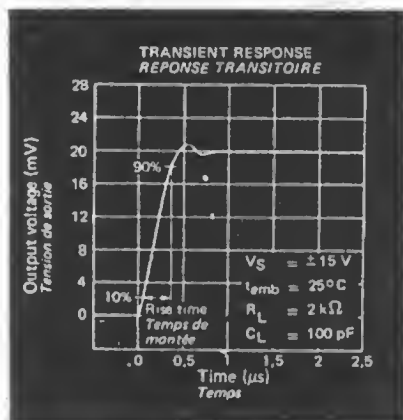



*figura 33*

Per finire: un elenco della terminologia relativa agli operazionali in generale e le connessioni ai contenitori standard « visti da sopra » (figure 34 e 35). La terminologia non è stata tradotta sia per pigrizia che per abituare il principiante a « leggere » in inglese. Ciò è molto importante in quanto questi termini non li troverete mai tradotti in italiano. I tecnici di tutto il mondo, compresi quelli italiani, li usano normalmente in inglese.

## OP AMPS

**Average Input Offset Current t° Coefficient**—Change in input offset current divided by change in ambient temperature producing it.

**Average Input Offset Voltage t° Coefficient**—Change in input offset voltage divided by change in ambient temperature producing it.

**Common-Mode Input Resistance**—Resistance looking into both inputs tied together.

**Common-Mode Rejection Ratio (CMRR)**—Ratio of change of input offset voltage to input common-mode voltage change producing it.

**Full Power Bandwidth**—Maximum frequency at which full sinewave output might be obtained.

**Input Bias Current**—Average of the two input currents at zero output voltage. In some cases, input current for either input independently.

**Input Capacitance**—Capacitance looking into either input terminal with other grounded.

**Input Current**—Current into an input terminal.

**Input Noise Voltage**—Square root of mean square narrow-band noise voltage referred to input.

**Input Offset Current**—Difference in currents into two input terminals with output at zero volts.

**Input Offset Voltage**—Voltage which must be applied between input terminals to obtain zero output voltage. Input offset voltage may also be defined for case where two equal resistances are inserted in series with input leads.

**Input Resistance**—Resistance looking into either input terminal with other grounded.

**Input Voltage Range**—Range of voltages on input terminals for which amplifier operates within specifications. In some cases, input offset specifications apply over input voltage range.

**Large-Signal Voltage Gain**—Ratio of maximum output voltage swing to change in input voltage required to drive output to this voltage.

**Output Resistance**—Resistance seen looking into output terminal with output at null. This parameter is defined only under small signal conditions at frequencies above a few hundred cycles to eliminate influence of drift and thermal feedback.

**Settling Time**—Time between initiation of input step function and time when output voltage has settled to within specified error band of final output voltage.

**Output Short-Circuit Current**—Maximum output current available from amplifier with output shorted to ground or to either supply.

**Output Voltage Swing**—Peak output swing, referred to zero, that can be obtained.

**Power Consumption**—DC power required to operate amplifier with output at zero and with no load current.

**Power Supply Rejection Ratio**—Ratio of change in input offset voltage to change in supply voltages producing it.

**Rise Time**—Time required for an output voltage step to change from 10% to 90% of its final value.

**Slew Rate**—Maximum rate of change of output voltage under large signal condition.

**Supply Current**—Current required from power supply to operate amplifier with no load and output at zero.

**Temperature Stability Of Voltage Gain**—Maximum variation of voltage gain over specified temperature range.

**Harmonic Distortion**—Percentage of harmonic distortion being defined as 100 times ratio of RMS sum of harmonics to fundamental.

% harmonic distortion =

$$\frac{(V_2^2 + V_3^3 + V_4^2 + \ldots)^{1/2}\,(100\%)}{V_1}$$

where $V_1$ is RMS amplitude of fundamental and $V_2$, $V_3$, $V_4$, ... are RMS amplitudes of individual harmonics.

**Transient Response**—Closed-loop step-function response of amplifier under small-signal conditions.

**Unity Gain Bandwidth**—Frequency range from DC to frequency where amplifier open-loop gain rolls off to one.

**Voltage Gain**—Ratio of output voltage to input voltage under stated conditions for source resistance ($R_S$) and load resistance ($R_L$).

**Bandwidth**—Frequency at which voltage gain is reduced to $1/\sqrt{2}$ times the low frequency value.

**Output Impedance**—Ratio of output voltage to output current under stated conditions for source resistance ($R_S$) and load resistance ($R_L$).

**Input Impedance**—Ratio of input voltage to input current under stated conditions for source resistance ($R_S$) and load resistance ($R_L$).

**741 GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER** (RAYTEON)
Die Size: 55 x 55 mils.

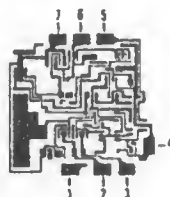
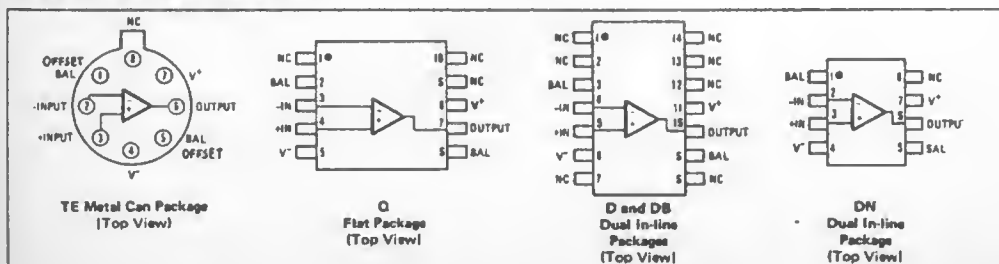
1. BAL
2. −INPUT
3. +INPUT
4. V−
5. BAL
6. OUTPUT
7. V+

## CONNECTION INFORMATION

TE Metal Can Package (Top View)

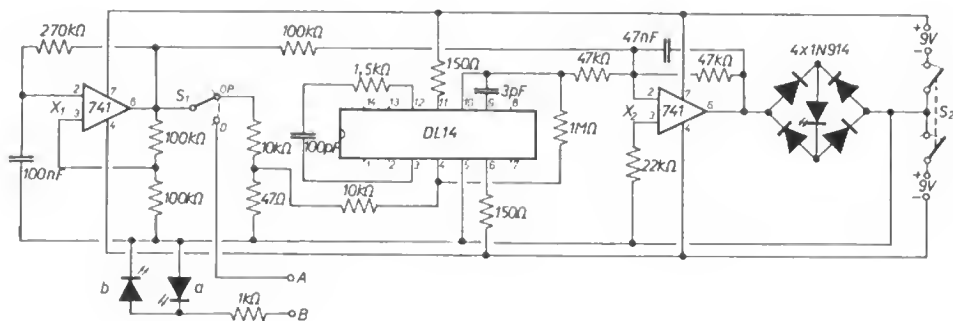
Q Flat Package (Top View)

D and DB Dual In-line Packages (Top View)

DN Dual In-line Package (Top View)

## Veniamo ora alla « messa in pratica » degli schemi di principio visti

In primis vi propongo un utilissimo strumento. Da qualche tempo il 741 e gli operazionali in genere, hanno fatto la loro « comparsa » anche sul mercato del « surplus » a prezzi molto interessanti; purtroppo non sempre perfettamente efficiente come del resto è naturale su questo particolare mercato. A complicare le cose, i più vengono esitati ancora montati su schede o basette « industriali ». Gli utilizzatori del surplus sanno quanto sia difficile il ricupero « integro » dei componenti montati. Ciò particolarmente per quanto riguarda gli integrati, sempre montati senza zoccoli e quindi con i numerosi piedini direttamente saldati alle piste di rame. Malgrado trucchetti vari e accorgimenti « personali » qualche integrato si danneggia sempre. Come provarlo rapidamente, almeno nelle sue caratteristiche essenziali, in modo da essere certi di poterlo impiegare nella maggior parte delle realizzazioni, quelle cioè « non critiche »? Con lo strumentino che ora vi illustro. Visto anni fa su una rivista USA è stato da me leggermente modificato per adattarlo alla « nostrana » bisogna e per ampliarne le prestazioni alla prova di « diodi » e giunzioni varie!
Lo schema elettrico in figura 36.

*figura 36*

*Schema elettrico.*

*Led rossi*
*Zoccolo Texas*
*$S_1$ deviatore*
*$S_2$ doppio pulsante*
*Resistori da 0,25 ÷ 0,5 W al 5% di tolleranza*

Nelle successive figure il circuito stampato in scala 1 : 1 e un abbozzo di schema pratico di montaggio.
Molto velocemente, come funziona e cosa ci dice. Il primo 741, $X_1$, lavora da multivibratore astabile, confrontare con la figura 26, generando onde quadre. Queste, attraverso il partitore di tensione formato da $R_4$, $R_5$ e tramite $R_7$ vengono applicate al piedino 4 di DL14, zoccolo dual-line a 14 pins, nel quale viene inserito l'integrato « in prova » montato in configurazione amplificatore invertente con guadagno 100. Confrontate la figura 12 e rifate i relativi calcoli! La tensione a onda quadra generata da $X_1$ viene anche presentata all'entrata di $X_2$, tramite $R_{10}$. Alla medesima entrata è collegata

tramite $R_{11}$ anche l'uscita dell'integrato in prova. Tornate alla figura 15 e constaterete come $X_2$ lavori quale « sommatore ». Ora: se l'integrato in prova lavora in modo corretto, con i valori resistivi in gioco (che vi pregherei di ricalcolare quale esercizio su quanto detto nella parte « teorica »), la somma algebrica delle tensioni applicate a $X_2$ ci darà all'uscita del sommatore stesso un valore di tensione uguale a zero. Di conseguenza il diodo led collegato al ponte di diodi rimarrà spento, non circolando attraverso ad esso corrente alcuna. Quindi: led spento, integrato buono, per la maggior parte delle applicazioni. Si potrebbe osservare che il diodo per illuminarsi abbisogna di una determinata tensione minima e così i diodi per iniziare a condurre, ma per non dilungarmi troppo dirò che il led si illumina, denunciando una irregolarità nell'integrato in prova quando:

— il guadagno è inferiore a 65,
— la corrente di polarizzazione d'ingresso è superiore a 3 μA,
— la tensione di sbilanciamento d'entrata è superiore a 30 mV,
— esistono cortocircuiti interni o interruzioni.

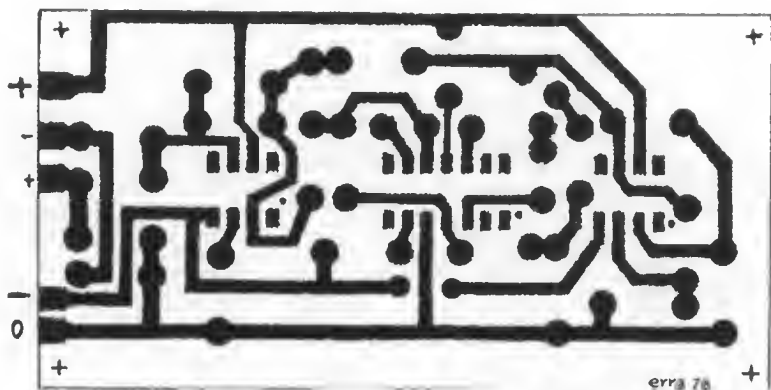



*figura 37*

*Circuito stampato, lato rame.*

Ovviamente è controllabile anche la stabilità dell'integrato in prova!
Integrati che presentano caratteristiche inferiori a quelle sopraelencate sono inservibili.
Quali integrati si possono provare con questo semplice strumento? Un sacco di tipi: tutti gli equivalenti diretti del 741, ovviamente, e moltissimi altri, quali ad esempio: i 740, 748, 101, 301, 709, ecc. I tipi 748 e 709 non sono « compensati » internamente, ecco il motivo della presenza di $C_2$ e $R_5$, elementi di compensazione esterni. Per i componenti: $X_2$, almeno, acquistatelo nuovo e di marca, resistori al 5 % di tolleranza, zoccolo « Texas » se non volete noie! Avrete notato che $S_2$ è un doppio « pulsante » e ciò in quanto gli integrati a doppia alimentazione NON devono essere inseriti o disinseriti negli zoccoli in presenza della tensione di alimentazione. Lo zoccolo di prova potrà eventualmente essere montato sul contenitore invece che sul circuito stampato direttamente e dovrà portare quattro segni

di riferimento per la prova degli integrati in contenitore 8 Dual-Line e TO5 metal (figura 38b).

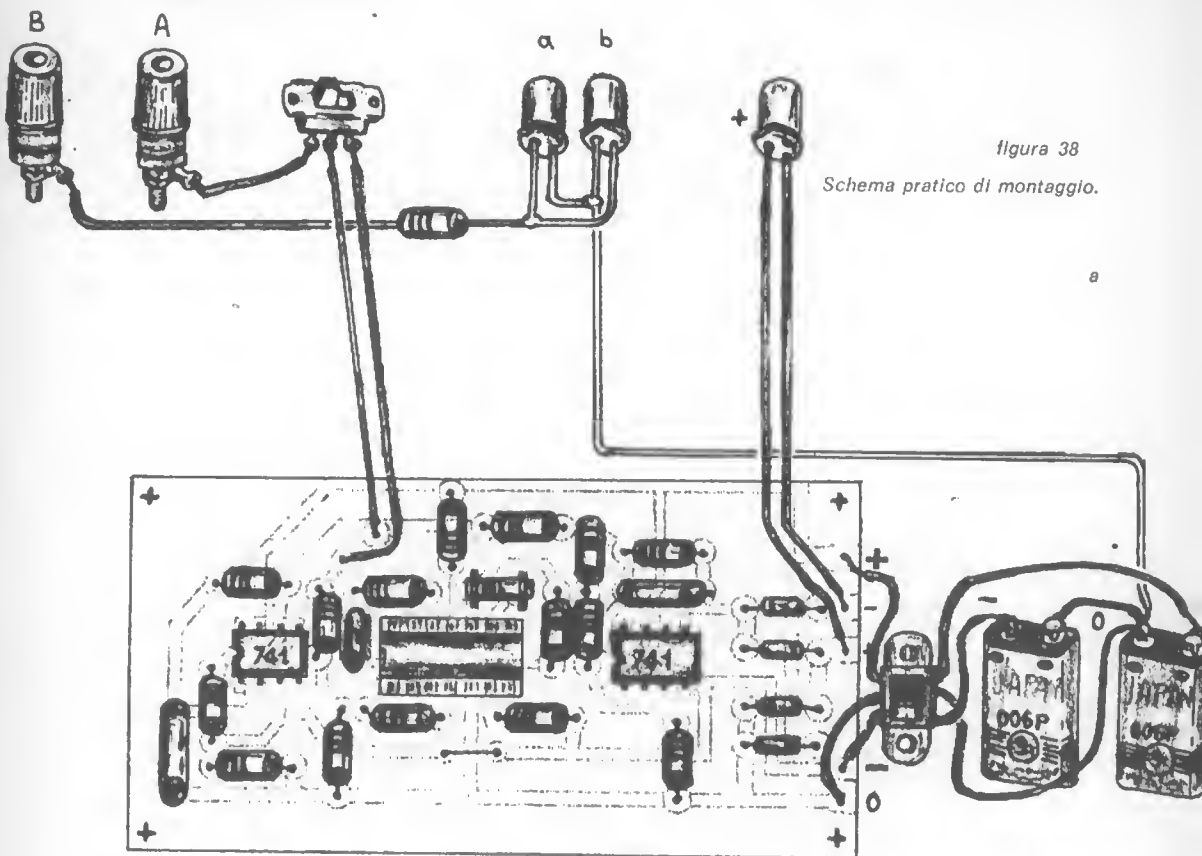
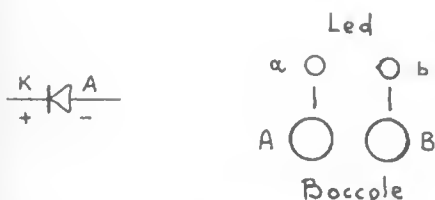



*figura 38*

*Schema pratico di montaggio.*

*a*

*$S_1$ doppio interruttore a pulsante o a slitta con molla di ritorno.*

*b*

Per la prova di diodi o giunzioni portare $S_1$ sulla posizione D e inserire nelle boccole un diodo di qualsiasi tipo.

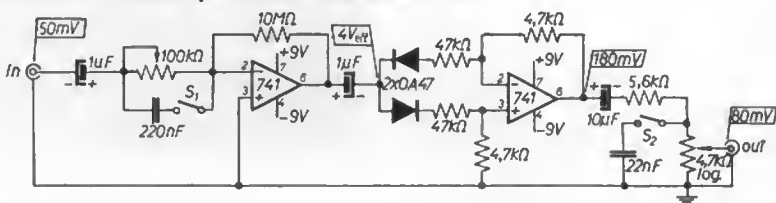
— I led non si accendono = diodo in prova interrotto.
— Ambedue i led sono accesi = diodo in corto circuito.
— Si accende un solo led, questo indicherà il + del diodo; invertire il diodo nelle boccole, si accenderà l'altro led indicando di nuovo la posizione del catodo del diodo in prova. Montare boccole e diodi led sul contenitore come da figura 38b.

## E ora qualche esempio di applicazione pratica

Sembrerebbe facile una scelta fra le innumerevoli applicazioni possibili del 741, e invece per non presentarvi schemi triti e ritriti ho dovuto faticare un po'.

### Duplicatore e Fuzz di lusso per chitarra elettrica

*figura 39*

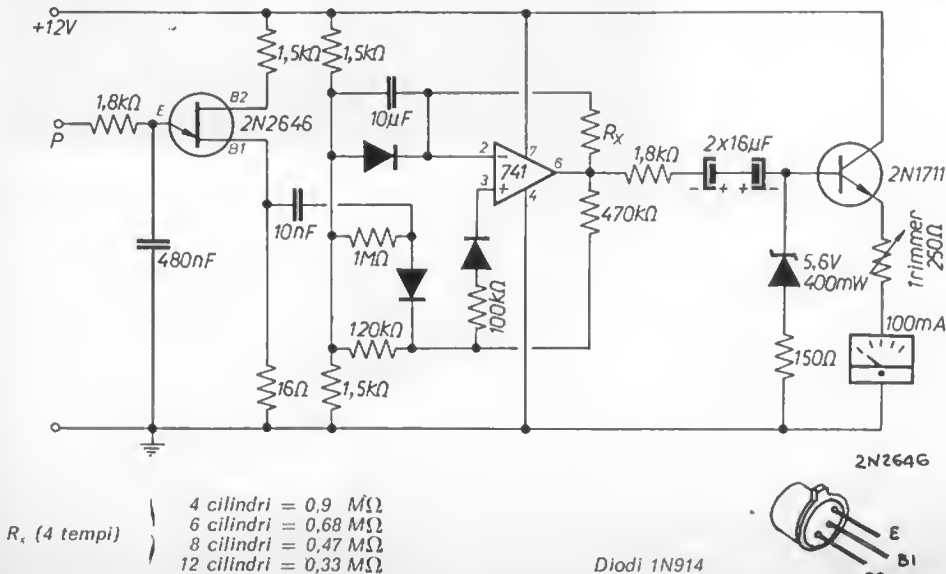
*$S_1$, $S_2$ pulsanti.*

Il circuito presenta un interessante aggeggio per chitarra elettrica. Duplica il suono dello strumento « spostandolo » in alto di una ottava, nel contempo ne modifica il timbro distorcendo il tutto in modo impressionante. $S_1$ chiuso aumenta il Fuzz, $S_2$ chiuso diminuisce la distorsione armonica. Presentato da una rivista di lingua inglese è stato successivamente riproposto da varie riviste latine.

Il marchingegno abbisogno di taratura. **Importante:** regolare il potenziometro in ingresso di tipo semifisso da 100 kΩ in modo da poter rilevare nel punto segnato sullo schema una tensione di 4 $V_{efficaci}$, con un segnale in ingresso di 50 mV. Il primo 741 amplifica, il secondo 741 inverte i semiperiodi negativi del segnale rivelati dal diodo superiore mentre non inverte quelli rivelati dal diodo inferiore, positivi, quindi duplica; i diodi tosano, distorcono e il tutto diviene un... qualcosa, senz'altro da provare, per credere!

### Contagiri « di lusso » per autovetture

*figura 40*

$R_x$ (4 tempi)
4 cilindri = 0,9 MΩ
6 cilindri = 0,68 MΩ
8 cilindri = 0,47 MΩ
12 cilindri = 0,33 MΩ

Diodi 1N914

## Filtro a 50 Hz, attivo

Per voltmetri digitali, apparecchiature industriali, ecc.

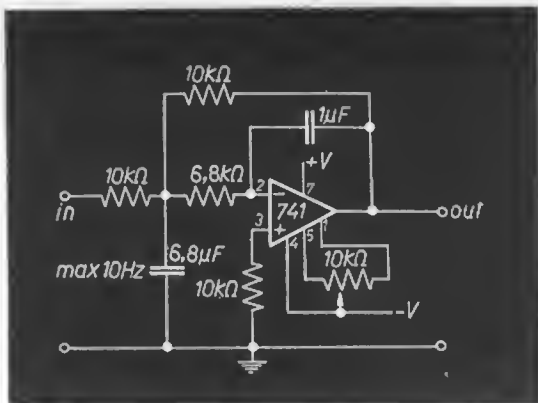
*figura 41*

## Amplificatore per circuiti a ponte

*figura 42*

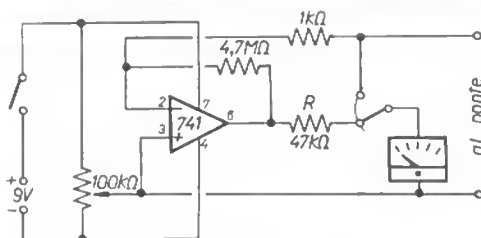
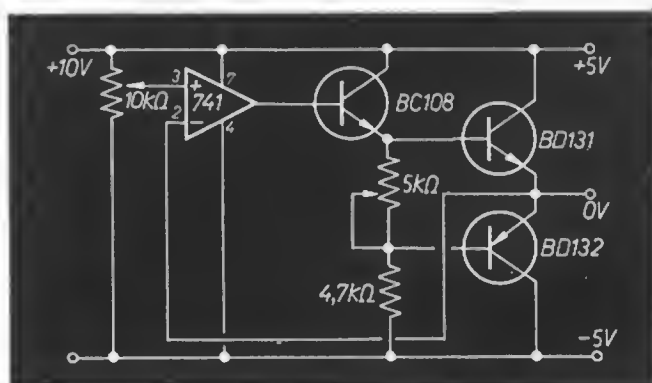
*R 47 kΩ per 100-0-100 μA*

## Sdoppiatore di tensione per integrati TTL, 100 mA

*figura 43*

Per chiudere, alcune equivalenze, anche alla luce di quanto lamentato da vari lettori; sono diretti equivalenti del 741:

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| MIC7415C | MC1741CG | 741CE | SFC2741C | SFC2741EC |
| 741 CJ | U5B7741393 | U6E7741393 | U6T7741393 | LM741CH |
| LM741CN | L141B1 | L141T1 | TBA221 | TBA222 |
| SG741CN | SG741CT | SN72741L | SN72741N | SN72741P |
| TOA2741E | TOA2741V | CA3056 | UA741 | 72G41 |

e naturalmente molti altri, questi sono comunque i più importanti.

A risentirci presto con qualcos'altro di semplice, per chi inizia insomma, e ricordatevi sempre che a me interessano critiche e suggerimenti, i complimenti me li faccio da solo quando mi rileggo... Ciao

*piero*

A&A TELECOMUNICAZIONI s.n.
DISON 8 4102 CARPI (MO)
SISTEMA DI PANNELLI F.M.
PONTE RIPETITORE LOC. - MONTE